MAR 1956

L'ONDE ÉLECTRIQUE

36e ANNÉE - N° 346
JANVIER 1956
PRIX : 300 FRANCS

Library
Boulder Laboratories
National Bureau of Standards
Boulder, Colorado

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6e

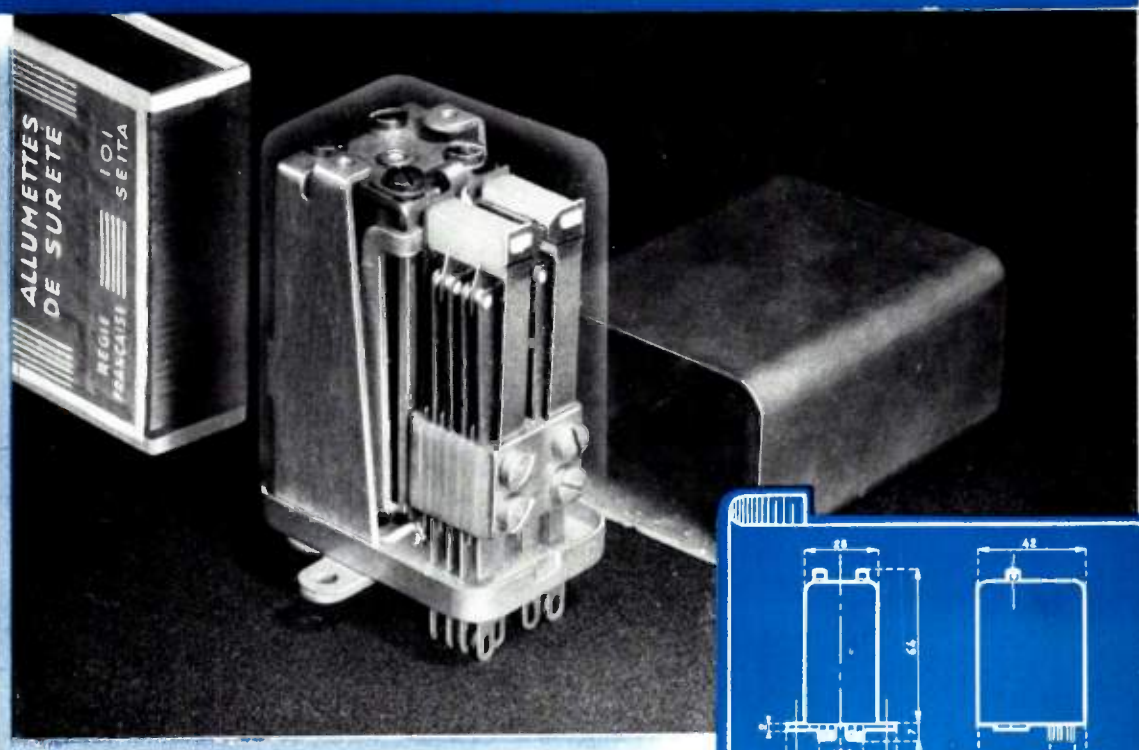
LA NOUVELLE CAMERA VIDICON TYPE CV 121 AVEC VISEUR ELECTRONIQUE DE LA Cie GENERALE DE T.S.F.

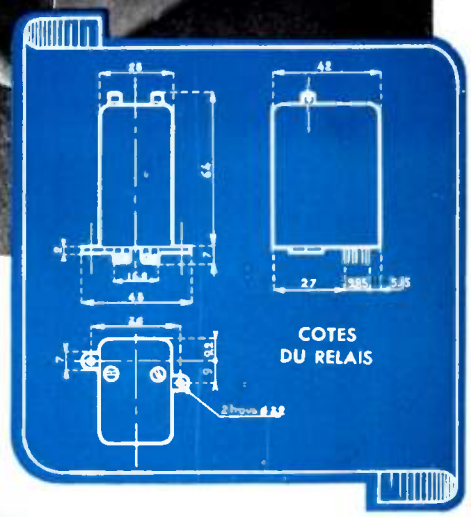
DANS CE NUMERO

Transmissions sur faisceaux hertziens : problèmes physiques, J. FAGOT — Diversité et focalisation sur liaisons longues en visibilité, P. RIVET — Influence de la turbulence atmosphérique sur des liaisons méditerranéennes, F. du CASTEL — Fadings d'interférences causés par des discontinuités frontales, P. MISME — Récepteurs de télévision à phase linéaire, A. VAN WEEL — Réflecteurs passifs pour faisceaux hertziens, A. ANDRIEUX

LIBRARY, BOULDER LABORATORIES
NATIONAL BUREAU OF STANDARDS
BOULDER, COLORADO
JUL 8 1952

6.000.000 de MANOEUVRES...





le nouveau RELAIS "AY"

DIX caractéristiques nouvelles assurent à ce nouveau relais une sécurité de fonctionnement absolue.

Contact double
Pression supérieure
Pas de cambrage de lames
Alignement automatique des contacts
Pas d'usure d'axe (pas de jeu possible)
Rappel cabribré par ressort indépendant
0,8 Watt pour 4 RT, 1,6 Watt pour 8 RT
Le bloc moulé supprime les défauts d'empilages, il assure l'interchangeabilité automatique, un isolement tropical parfait.

Par ailleurs, les usines **BERNIER** fabriquent tous les organes de raccordement et de commutation concernant l'électronique.

Brevets internationaux

- ★ APPAREILLAGE ÉLECTRONIQUE
- ★ PRISES MULTIBROCHES
- ★ JACKS, FICHES DE JACKS...
- ★ RELAIS H. F. ET H. T. ET DE TÉLÉCOMMANDE
- ★ RELAIS TÉLÉPHONIQUES
- ★ RELAIS POLARISÉS

BERNIER & Cie 19 RUE MALTE-BRUN - PARIS XXe - MEN. 07-24

AGENCE PUBLEDITEC DOMENACH

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

Vol. XXXVI **JANVIER 1956** **N° 346**

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6e. — C.C.P. Paris 53-35

Abonnements 1 an : France : 3.000 F ; Etranger : 3.300 F — Prix de ce N° : 300 F

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, PARIS-6e. Tél. LIT. 79-53

SOMMAIRE

		Pages
Problèmes physiques posés par les transmissions sur faisceaux hertziens	J. FAGOT	7
Essais de diversité et étude de l'effet de focalisation sur des liaisons longues en visibilité	P. RIVET	23
Etude de l'influence de la turbulence atmosphérique sur des liaisons méditerranéennes.	F. DU CASTEL	32
Fadings d'interférences causés par des discontinuités frontales	P. MISME	43
Récepteurs de télévision à phase linéaire	A. VAN WEEL	48
Réflecteurs passifs pour faisceaux hertziens	G. ANDRIEUX	57
Vie de la Société		73

Sur notre couverture :

La nouvelle camera Vidicon type CV 821 avec viseur électronique de la Compagnie Générale de T.S.F.

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Electrique *n'engagent que leurs auteurs*

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine). — Tél. ALÉSIA 04-16 — C.C.P. Paris 697-38

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T.S.F.

J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie e. r.

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947)

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

		MM.
1922		M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923	†	H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924	†	R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925	†	J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T.T.
1926		E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927	†	Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928		Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929	†	L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930		Ed. BELIN, Ingénieur.
1931		C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932		P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933	†	L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934		Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
1935	†	R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936	†	R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937	†	F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur es-Sciences.
1938		P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
1939	†	J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940	†	H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945		L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946		R. P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947		R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.
1948		Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949		M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950		P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951		Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion — Télévision Française.
1952		J. de MARE, Ingénieur Conseil.
1953		P. DAVID, Ingénieur en chef à la Marine.
1954		G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1955)

M. H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.

Président désigné pour 1956 :

M. R. RIGAL, Ingénieur Général des Télécommunications.

Vice-Présidents :

MM. E. FROMY, Directeur de la Division Radioélectricité du L.C.I.E.

A. ANGOT, Ingénieur militaire général, Directeur de la Section d'Etudes et de Fabrications des Télécommunications.

C. BEURTHERET, Ingénieur en Chef à la C.F.T.H.

Secrétaire Général :

M. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Trésorier :

M. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.

Secrétaires :

MM. R. CHARLET, Ingénieur des Télécommunications.

J.M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

P. DEMAN, Ingénieur des Télécommunications.

Comité de Rédaction de l'ONDE ÉLECTRIQUE

Président : M. P. ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Secrétaire-Rédacteur en Chef : M. L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Membre d'Honneur : M. Charles MAURAIN

SECTIONS D'ÉTUDES ET GROUPES RÉGIONAUX

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Général ANGOT.	M. TOUTAN.
2	Matériel radioélectr.	M. LIZON	M. GAMET.
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MERCIER.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. WARNECKE.	M. CHARLES.
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	M. CAHEN.	Mme ANGEL.
8	Electronique appliq.	M. RAYMOND.	M. LARGUIER.
9	Electronique Nucléaire.	M. SURDIN.	M. LABEYRIE.
10	Formation du Personnel Technique.	M. BEURTHERET	M. X...

Les demandes pour participation aux travaux des Sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 16, avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. CACHON, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. G. GOUDET, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEVIN, Assistant à l'E. N. S. E. M.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. DESTRAY, Directeur de l'École de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C. N. R. S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

CONSEIL DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

MM. J. BOULIN, Ingénieur des Télécommunications à la Direction des Services Radioélectriques.
F. CARBENAY, Ingénieur en Chef au Laboratoire National de Radioélectricité.
G. CHEDEVILLE, Ingénieur Général des Télécommunications.
R. FREYMANN, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
J. MARIQUE, Secrétaire Général du C.C.R.M. à Bruxelles.
F.H. RAYMOND, Directeur de la Société d'Electronique et d'Automatisme.
J.L. STEINBERG, Maître de Recherches au C.N.R.S.
L. DE VALROGER, Directeur du Département Radar-Hyperfréquences de la Cie Française Thomson-Houston.

J. ICOLE, Ingénieur en chef des Télécommunications, Chef du Département Faisceaux-Hertziens, Direction des Lignes Souterraines à Grande Distance.
J. LOCHARD, Lieutenant Colonel, Chef des Services Techniques du Groupe de Contrôle Radioélectrique.
N'GUYEN THIEN CHI, Chef de Département à la Cie Gle de T.S.F., Ingénieur-Conseil Cie Industrielle des Métaux électroniques.

MM. † G. POTIER, Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique »
P. RIVÈRE, Chef du Service « Multiplex » de la Sté Français Radioélectrique.
M. SOLLIMA, Directeur du Groupe Electronique de la Cie Française Thomson-Houston.
H. TESTEMALE, Ingénieur des Télécommunications.
A. VIOLET, Chef de Groupe à la Sté « Le Matériel Téléphonique »

l'Ingénieur J. BLOEMSMA, Ingénieur Radio E.S.E.
A. CHARLES, Général du C.R., Conseiller technique à la Société Kodak-Pathé.
A. DIDIER, Professeur au C. N. A. M.
G. GOUDET, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
M.D. INDJOUDJIAN, Ingénieur des Télécommunications, chargé du Département Télécommande du C.N.E.T.
P. MANDEL, Ingénieur en Chef à la Société Nouvelle de l'outillage R B V et de La Radio-Industrie.
A. PAGES, Ingénieur à la Compagnie Générale de T.S.F.
H. TANTER, Ingénieur au L.C.T.

CONGRÈS "TUBES HYPERFRÉQUENCES"

PARIS 1956

A la naissance même de la Radioélectricité, on rencontre des ondes électromagnétiques de fréquences très élevées, puisque c'est sur 60 cm de longueur d'onde que HERTZ, en 1888, prouva l'identité des propriétés des vibrations électromagnétiques et lumineuses, démontrant ainsi la généralité de la théorie de MAXWELL.

La radioélectricité partit en fait d'ondes beaucoup plus longues, il n'y a qu'une vingtaine d'années que les oscillations hyperfréquences ont franchi le stade du laboratoire. Leur développement a été prodigieusement rapide. Au cours de ces vingt années, le spectre des fréquences radioélectriques s'est étendu de quelques milliers de MHz à quelques centaines de mille, les puissances passant pour 3.000 MHz, de quelques centaines de milliwatts à plus de 10 kW en régime continu et près de 50 MW en régime d'impulsions.

Les efforts des électroniciens ont permis, grâce à la mise au point de nouveaux types de lampes aux caractéristiques très diverses de faire entrer les hyperfréquences dans le domaine industriel. Ces efforts ont été largement stimulés par l'importance des nouveaux moyens de télécommunications (faisceaux hertziens, radars, etc...). Dans un domaine très différent, les tubes pour hyperfréquences ont trouvé une application comme source d'énergie de certains accélérateurs de particules. Il faut noter d'ailleurs que les accélérateurs eux-mêmes sont, du point de vue physique, très voisins des tubes pour hyperfréquences.

Lorsque des branches de la Science et de la Technique prennent un pareil essor, il est nécessaire de faire le point périodiquement et c'est pourquoi la

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS et la SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES INGÉNIEURS TECHNICIENS DU VIDE

organisent à Paris, du 29 mai au 2 juin 1956, au Conservatoire National des Arts et Métiers, 292, rue Saint-Martin, un :

CONGRÈS INTERNATIONAL SUR LES TUBES ÉLECTRONIQUES POUR HYPERFRÉQUENCES

Nous avons l'honneur de vous inviter à prendre part à cette importante manifestation scientifique et technique où un grand nombre de nos collègues de tous les Pays du Monde auront l'occasion de se rencontrer.

Si, comme nous l'espérons, vous avez l'intention d'assister ou de participer à ce Congrès, veuillez nous retourner avant le 1er Janvier 1956 l'inscription qui vous a déjà été adressée, ou la réclamer à l'adresse suivante : CONGRÈS TUBES HYPERFRÉQUENCES - S. F. T. T. V. - 44, Rue de Rennes - PARIS-VI.

SUJETS PROPOSÉS

1. - Phénomènes fondamentaux et théories générales.
2. - Lampes à grilles de contrôle.
3. - Magnétrons.
4. - Tubes à modulation de vitesse.
5. - Tubes à onde progressive amplificateurs et oscillateurs.
6. - Tubes divers (tubes à saut de potentiel, tubes à ondes de charge d'espace...).
7. - Accélérateurs linéaires.
8. - Générateurs spéciaux pour ondes millimétriques et intramillimétriques.
9. - Tubes à décharge gazeuse (T.R., A.T.R., Générateurs de bruit...).
10. - Circuits associés (cavités résonnantes, circuits à retard...).
11. - Optique électronique.
12. - Technologie.
13. - Mesures.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

PROBLÈMES PHYSIQUES POSÉS PAR LES TRANSMISSIONS SUR FAISCEAUX HERTZIENS, par J. FAGOT, *Directeur Technique à la Société Française Radioélectrique, Conférencier à l'E.S.E. Radio,* Onde Electrique de janvier 1956 (pages 7 à 22).

L'auteur passe en revue dans cet article les problèmes de caractère général rencontrés dans les transmissions par faisceaux hertziens.

On constate en effet qu'il existe un certain nombre de questions de base qui se posent quelles que soient les techniques de détail utilisées.

Ces questions, qui trouvent essentiellement leur origine dans les phénomènes physiques sont les suivantes :

1° Transfert de la puissance (évolution du rapport signal à bruit) ;

2° Modification de la fréquence moyenne ;

3° Variation de la vitesse de propagation le long du faisceau.

Il est donné une idée de l'action de cette variation sur la distorsion harmonique en modulation de fréquence.

ESSAIS DE DIVERSITÉ ET ÉTUDE DE L'EFFET DE FOCALISATION SUR DES LIAISONS LONGUES EN VISIBILITÉ, par P. RIVET, *Ingénieur contractuel au C.N.E.T.* Onde Electrique de janvier 1956 (pages 23 à 31).

Essai de classification des différents types d'évanouissements observés sur des liaisons en Méditerranée (Continent-Corse), par emploi de diversité en position et en fréquence. Evanouissements globaux affectant toute une zone de réception, évanouissement d'interférence à effet localisé (en position et en fréquence). Les théories classiques (optique géométrique et optique ondulatoire) suffisent-elles à expliquer tous les phénomènes observés ?

ÉTUDE DE L'INFLUENCE DE LA TURBULENCE ATMOSPHÉRIQUE SUR DES LIAISONS MÉDITERRANÉENNES EN ONDES ULTRACOURTES, par F. du CASTEL, *Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T. (L.N.R.)* Onde Electrique de janvier 1956 (pages 32 à 42).

Les liaisons étudiées reliaient la Corse au Continent sur des longueurs d'ondes voisines de 70, 20 et 10 cm à des altitudes variées. Certaines caractéristiques du champ observé, affecté de scintillation, peuvent être attribuées à l'influence de la turbulence atmosphérique. Le calcul, à partir des données radioélectriques, conduit à des valeurs probables des paramètres de cette turbulence dont on discute la valeur.

FADINGS D'INTERFÉRENCES CAUSÉS PAR DES DISCONTINUITÉS FRONTALES, par P. MISME, *Ingénieur de la Météorologie au C.N.E.T.* Onde Electrique de janvier 1956. (pages 43 à 47).

Analyse de l'influence de discontinuités dans les masses d'air, localisées sur une partie du parcours, sur le champ reçu en visibilité directe. Exemples pris sur des enregistrements de tronçons de faisceaux hertziens (Le Hâvre-Caen ; Dijon-Lyon). Rôle de l'absence de rayon réfléchi. Cas d'évanouissements dus à un orage local.

RÉCEPTEURS DE TÉLÉVISION A PHASE LINÉAIRE, par le Dr A. VAN WEEL. *(Laboratoires de recherche Philips-N.V. Philip's Glœilampenfabrieken).* Onde Électrique de janvier (pages 48 à 56).

On décrit un récepteur de télévision avec un amplificateur MF à courbe de phase linéaire. La sélectivité est la même que celle d'un téléviseur classique et on n'utilise que des circuits simples. En comparant les images d'un téléviseur à phase linéaire et d'un téléviseur normal où les erreurs de phase de la partie MF ont été compensées dans la partie video-fréquence, on constate que la qualité de l'image du premier récepteur est optimum pour la bande passante donnée et ne dépend presque pas des variations de l'accord.

RÉFLECTEURS PASSIFS POUR FAISCEAUX HERTZIENS. (Etude expérimentale), par G. ANDRIEUX, *Ingénieur E.R.B. et E.S.E. (Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquées).* Onde Electrique de janvier 1956. (pages 57 à 72).

L'auteur expose d'abord les raisons qui ont conduit à envisager l'emploi de réflecteurs passifs dans les faisceaux hertziens.

Après avoir brièvement rappelé les propriétés des réflecteurs « à grande distance » utilisés pour le contournement des obstacles, il s'est plus spécialement attaché à l'étude expérimentale des réflecteurs « à courte distance » qui, installés au sommet d'un pylone, permettent de ramener au sol la totalité des équipements SHF, aériens compris.

Des considérations pratiques ont amené l'auteur à choisir la fréquence de 24 000 Mc/s pour la conduite de l'étude.

On a mesuré les rendements de plusieurs systèmes comportant un même aérien paraboloïdal et des réflecteurs plans de dimensions diverses.

On a également examiné l'incidence de l'emploi de ces réflecteurs sur les découplages entre aériens voisins.

De ces diverses mesures l'auteur conclut que, moyennant un certain dimensionnement des réflecteurs, la présence de ceux-ci n'altère pratiquement pas les performances d'un faisceau hertzien déterminé.

SUMMARIES OF THE PAPERS

INTERFERENCE FADINGS CAUSED BY FRONTAL DISCONTINUITIES, by P. MISME, *Ingénieur de la Météorologie au C.N.E.T.* Onde Electrique January 1956 (pages 43 to 47).

Analysis of the effect of discontinuities in air masses, localised to a part of the path, on the field strength received, for line of sight paths. Examples taken from recordings from sections of radio links, (Le Havre-Caen ; Dijon-Lyon). The effect of absence of reflected beam. Case of fading due to local storms.

PHYSICAL PROBLEM ENCOUNTERED IN RADIO TRANSMISSION SYSTEMS, by J. FAGOT, *Directeur Technique à la Société Française Radioélectrique, Conférencier à l'E.S.E. Radio* Onde Electrique January 1956 (pages 7 to 22).

The author reviews general problems encountered in radio transmission systems.

It is stated that a certain number of basic questions arise, no matter what may be the details of the methods used.

These questions, which arise from physical phenomena, are :

1° Power transfer (development of signal to noise ratio) ;

2° Change in mean frequency ;

3° Changes in velocity of propagation along the path length.

Some idea is given of the effect of this variation on harmonic distortion with frequency modulation.

LINEAR PHASE CHARACTERISTIC TELEVISION RECEIVERS, by Dr Ir. A VAN WEEL (*Laboratoires de recherche Philips. N.V. Philip's Gloeilampenfabrieken)*. Onde Electrique January 1956 (pages 48 to 56).

A television receiver with linear phase intermediate frequency amplifier is described. The selectivity is the same as obtained in conventional receiver and uses only simple circuits. A comparison is made between the picture obtained on this receiver and that obtained on the normal receiver where phase distortion in the intermediate frequency circuit is compensated at video frequency, and it is shown that the picture obtained on the first receiver is optimum for a given bandwidth and is not appreciably affected by tuning variations.

DIVERSITY TESTS AND STUDY OF THE EFFECT OF FOCUSSING ON LONG LINE OF SIGHT PATHS, by P. RIVET, *Ingénieur contractuel au C.N.E.T.* Onde Electrique January 1956 (pages 23 to 31).

Attempts at classification of various types of fading on paths over the Mediterranean (Corsica-Mainland) using space and frequency diversity. Global fading affecting the whole of a receiving site, interference fading producing local effects (in position and in frequency). It is suggested that the classical theories, geometric optics and wave optics, may not be sufficient to explain all the observed phenomena.

PASSIVE REFLECTORS FOR RADIO WAVES (Experimental investigation), by G. ANDRIEUX, *Ingénieur E.R.B.* et *E.S.E. (Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquées)*. Onde Electrique January 1956 (pages 57 to 72).

The author first describes the reasons which led to the proposal to use passive reflectors for radio waves.

After a brief recapitulation of the properties of passive reflectors for long distance transmission which are used to get round obstacles, a more particular study is made of reflectors for short paths, such as those erected at the top of a mast, thus permitting the S.H.F. equipment, including aerials, to be located on the ground.

Pratical convenience has led the author to chose a frequency of 24 000 Mc/s for the tests.

The performance of several arrangements, using the same parabolic aerial but plane reflectors of different dimensions, is studied.

The effect of the use of these reflectors on the coupling between neighbouring aerials is also examined.

From a wide range of measurements the author deduces that given a certain size reflector, the performance of a particular radio link is not altered appreciably.

STUDY OF THE INFLUENCE OF ATMOSPHE RIC TURB ULENCE ON ULTRA SHORT WAVE PATHS OVER THE MEDITERRANEAN, by F. DU CASTEL, *Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T. (L.N.R.)*. Onde Electrique January 1956 (pages 32 to 42).

The paths studied were between Corsica and the Mainland, using wavelengths of about 70, 20 and 10 cm and at various altitudes. Certain field characteristics observed, abnormal variations, can be attributed to the influence of atmospheric turbulence. Calculations based on radio-electric data allow the probable values of the parameters of the turbulence to be deduced and the magnitude of the turbulence is discussed.

WRH

PROBLÈMES PHYSIQUES POSÉS PAR LES TRANSMISSIONS SUR FAISCEAUX HERTZIENS [1]

PAR

M. Jacques FAGOT

Directeur Technique
à la Société Française Radioélectrique
Conférencier à l'E. S. E. Radio

Un certain nombre de problèmes, du fait même de l'aspect physique des phénomènes mis en jeu, se retrouvent toujours dans les faisceaux hertziens, quelles que soient les techniques particulières utilisées. Ils présentent de ce fait une importance capitale.

Au cours du premier chapitre nous allons rappeler un certain nombre de notions générales qui nous conduiront tout naturellement à l'énoncé de ces problèmes essentiels.

1. — **Généralités.**

1.1. — *Signal modulant.*

Le problème est de transmettre le long du faisceau des signaux de nature complexe que nous désignerons sous le terme général de « *signaux modulants* ».

Compte-tenu des besoins actuels, ces signaux appartiennent à deux grandes catégories :

— un canal de télévision,

— un grand nombre de voies téléphoniques (multiplex).

Pour la Télévision, c'est le signal video bien connu, transportant à la fois le renseignement « intensité lumineuse » et le renseignement « synchronisation ».

Pour la Téléphonie, le multiplexage peut être réalisé sous deux formes très différentes :

— Multiplexage par division du temps : les voies téléphoniques sont découpées, et les renseignements relatifs à chaque voie sont successivement transmis, le cycle étant bien entendu indéfiniment renouvelé ;

— Multiplexage par transposition dans l'échelle des fréquences : chaque voie est transposée dans une bande particulière la caractérisant.

Tous ces signaux modulants ont ceci de commun qu'ils occupent une grande largeur de bande allant de quelques centaines de kilocycles à plusieurs mégacycles du côté des fréquences élevées.

Mais on peut y distinguer deux catégories particulières.

Pour certains d'entre eux la gamme complète des amplitudes doit être transmise avec une plus ou moins bonne linéarité. La linéarité sera très bonne pour les multiplex à transposition à cause des effets de diaphonie ; les conditions seront moins sévères pour la Télévision, pour les multiplex à impulsions modulés en amplitude, etc...

Les signaux modulants des multiplex à impulsions modulées en position s'affranchissent par contre des conditions de linéarité d'amplitude : ils sont transmis sous la forme d'un signal tout ou rien, renouvelé de la technique télégraphique.

1.2. — *Procédés de modulation.*

Faire transporter ces signaux « modulants » par une oscillation haute fréquence constitue l'opération de modulation. Elle est classique, mais toujours faite dans les faisceaux hertziens avec une optique particulière : celle d'avoir à transporter sur le faisceau *un signal d'amplitude constante*. Le faisceau hertzien prétend en effet reconstituer sous forme radio l'équivalent d'un câble téléphonique coaxial. Il est composé de tronçons radio unissant des relais, en principe en visibilité optique. Les équipements des relais redonnent en gain ce que perdent les tronçons radio.

Tout cela constitue une chaîne avec de nombreux maillons et il serait téméraire de vouloir transmettre sur celle-ci de la modulation d'amplitude. Les caractéristiques des tronçons radio sont beaucoup trop fluctuantes pour permettre l'ajustement précis des niveaux qu'exigerait la transmission de ce type de modulation.

(1) Conférence faite à la Société des Radioélectriciens le 12 Mars 1955.

On tend donc toujours vers un signal modulé réalisant une amplitude constante, celle-ci pouvant alors être régulée, écrêtée, et de toute façon ne jouant pas de rôle sur le transport du renseignement.

Lorsque le « signal modulant » présente déjà par lui-même la caractéristique du « tout ou rien », on se contente le plus souvent de moduler directement la haute fréquence en amplitude.

Lorsque des conditions de linéarité d'amplitude sont exigées pour la reproduction du signal modulant, on est alors conduit à utiliser la modulation de fréquence qui elle aussi réalise la constance d'amplitude souhaitée, tout en permettant la linéarité requise.

1.3. — *Spectre de l'onde modulée.*

L'onde ainsi modulée occupe un certain spectre.

La valeur moyenne de l'onde peut, par suite de « transpositions », subir des décalages dans l'échelle des fréquences. C'est un fait connu que la même

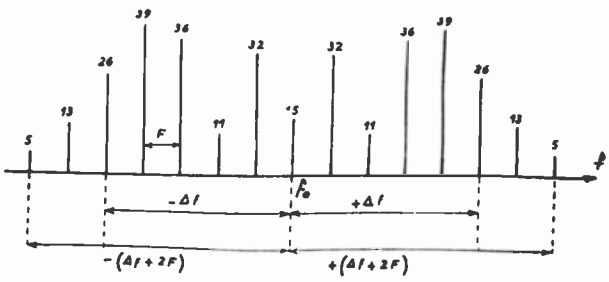


FIG. 1.3. A— Amplitude des raies d'une onde modulée en fréquence ($\Delta f = 5\ F$).

répartition spectrale groupée autour de la fréquence moyenne y sera toujours rencontrée. Quelle est donc cette répartition spectrale ?

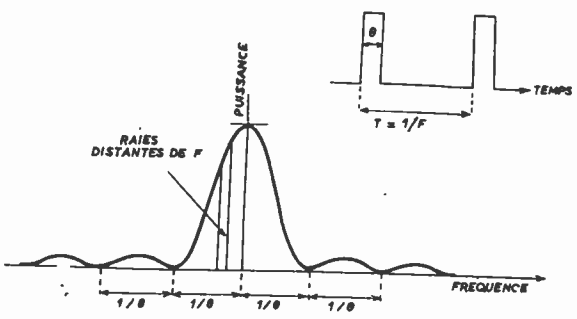


FIG. 1.3-*B*. — Spectre en puissance d'un train d'impulsions.

En modulation de fréquence, c'est un spectre couvrant la déviation de fréquence, soit le $\pm \Delta f$ autour de f_0, plus un certain « débordement » de part et d'autre dû à « l'effet dynamique », c'est-à-dire au fait que le $\pm \Delta f$ n'est pas parcouru d'une manière infiniment lente. Pour une fréquence de modulation sinusoïdale particulière, le spectre est un spectre de raies, espacées d'un intervalle égal à la fréquence de modulation. Deux raies supplémentaires sont à considérer au-delà du Δf après quoi dans les cas usuels l'énergie est négligeable.

En modulation télégraphique par signaux brefs régulièrement répétés, on retrouve autour de f_0 une répartition spectrale d'allure analogue. Le spectre est constitué par des raies distantes de la fréquence de répétition. La bande totale couvre un certain espace, dépendant directement de la durée des impulsions.

1.4. — *Conditions de transmission idéales.*

Les conditions de transmission à réaliser sont évidemment le transport des spectres intéressés sans aucun autre signal ou bruit parasite que le signal utile, et la transmission de ce spectre sans altération : sans distorsion.

La distorsion, c'est ici ce qu'en optique, on nomme la « dispersion ». La condition idéale c'est qu'à travers les tronçons de l'espace où l'onde se propage, aussi bien qu'à travers les équipements placés le long du faisceau, une fréquence quelconque entrant dans le spectre utile soit « retardée » de la même valeur dans le temps, c'est-à-dire que chacune de ces fréquences se propage avec la même *vitesse*. Ainsi l'ensemble du signal se trouvera retardé de la même quantité, sans altération.

1.5. — *Conditions pratiques.*

Pratiquement des bruits parasites résultant de l'effet de souffle bien connu vont s'ajouter au signal utile, les points les plus « vulnérables » le long du faisceau hertzien étant ceux où le signal utile descend le plus bas.

De même la vitesse ne sera pas exactement la même sur toutes les fréquences du spectre, ce qui produira à l'arrivée des déphasages différents sur les diverses composantes. Il en résultera une altération dans la forme des signaux modulés et par suite sur le signal modulant qui en sera déduit.

Enfin il faut songer à assurer l'écoulement du canal aller, du canal retour, avec les amplifications nécessaires aux points de relais, sans accrochages ni interférences. La répartition des fréquences tout le long du faisceau devra être étudiée avec soin pour atteindre ce but.

1.6. — *Enoncé des problèmes à résoudre.*

Tout ceci nous conduit à dégager un certain nombre de problèmes généraux, qu'on pourrait appeler problèmes de bases des faisceaux hertziens, et que nous proposons d'appeler problèmes « physiques » par opposition aux problèmes liés à des détails techniques particuliers, cette dénomination venant du caractère même des phénomènes mis en jeu. Ces problèmes, nous pourrons les énoncer ainsi :

— Transfert de la puissance le long des faisceaux : en valeur absolue et vis-à-vis du niveau des bruits parasites (chapitre 2).

Modification de la fréquence moyenne le long des faisceaux pour éviter les accrochages des équipements répéteurs et les interférences entre faisceaux (chapitre 3).

— Variation de la vitesse de propagation le long du faisceau dans la largeur de bande intéressée par le signal, pour éviter les effets de distorsion sur la modulation (chapitre 4).

Tout ceci constitue les aspects « clés » de l'écoulement correct d'un canal H.F. à travers le faisceau. Les chapitres indiqués en regard (2-3 et 4) traitent respectivement des points essentiels concernant ces questions.

2. — **Transmission des niveaux.**

2.1. — *Diagramme des niveaux.*

Une bonne méthode pour voir tout de suite les phénomènes est de tracer le long du faisceau ce qu'on appelle le « diagramme des niveaux » suivant les habitudes des téléphonistes. Ceci indépendamment du sort réservé à la fréquence moyenne dans l'échelle des fréquences au cours des fluctuations de niveaux.

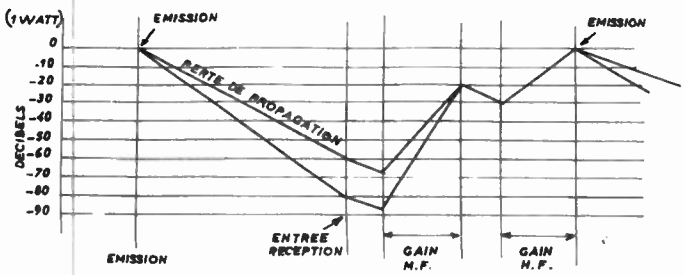


FIG. 2.1-*A*

Voici un exemple tiré du PARIS-LILLE : Le signal d'émission est de 1 watt, ce watt servant de niveau de référence. Après propagation hertzienne on peut admettre une chute comprise entre 60 dB et 80 dB (puissance à l'entrée du récepteur). Le but de l'équipement relais est de retrouver le niveau du watt par un gain exactement inverse, donc variable (la variation étant réalisée par un contrôle automatique de gain). Le gain du répéteur est décomposé de la façon suivante :

conversion HF/MF — 6 dB (perte)

amplification MF + 66 dB à 46 dB (sous l'action du C.A.G.)

conversion MF/HF — 10 dB (perte)

amplification HF + 30 dB

On retrouve la même puissance d'émission et le diagramme des niveaux se poursuit le long du faisceau avec les mêmes variations. Seuls changent les affaiblissements des divers tronçons hertziens, rattrapés par le C.A.G. des équipements.

2.2. — *Perte hertzienne. — Espace libre.*

Le tronçon hertzien réalise un véritable transport d'énergie avec un rendement qu'on aurait tort de croire négligeable. On a pu montrer que le rendement hertzien pouvait dépasser le rendement d'un câble coaxial sur une grande distance.

Pour chiffrer cette perte, interviennent les travaux des nombreux auteurs qui se sont attachés aux phénomènes de propagation. Nous nous contenterons de dégager certains phénomènes essentiels relatifs en particulier à la vision directe, cas normal et souhaitable du faisceau hertzien.

La vision directe idéale, c'est la vision en espace libre. Une formule très simple nous donne directement dans ce cas le rendement de propagation ; c'est :

$$\frac{P_2 \text{ (reçu)}}{P_1 \text{ (émis)}} = k^2 \frac{S_1 S_2}{\lambda^2 d^2}$$

Cette formule est sans dimension, la même unité de longueur devant simplement être utilisée pour évaluer :

S_1 S_2 (surface géométrique des aériens E et R)

λ longueur d'onde

d distance E à R

quant à k^2, c'est un coefficient de rendement, k étant le « facteur d'efficacité » de la surface de chaque aérien. Si S_1 ou S_2 représentent la surface géométrique, kS_1 et kS_2 correspondent à la surface réelle radioélectrique. Par exemple, $k = 0{,}6$ et $k^2 = 0{,}36$.

2.3. — *Liaison en visibilité. — Présence du sol. — Rayon direct. Ellipsoïde de Fresnel.*

Les deux stations relais relatives à un trajet hertzien sont en réalité situées en deux points plus ou moins dégagés par rapport à la surface de la terre. Le profil du terrain étant tracé, quelles conditions convient-il de réaliser pour que l'énergie *directe* arrive sans encombre, comme dans l'espace libre ?

Ici sont à reprendre les notions classiques introduites en optique par Fresnel. Soit E l'émetteur, R le récepteur dans le cas de la propagation en espace libre. Imaginons une sphère centrée sur E, de rayon $d/2$. Tout se passe comme si la surface de cette sphère était elle-même rayonnante avec la phase à laquelle lui arrivent de E toutes les vibrations lumineuses. Imaginons alors les ellipsoïdes, dits « de Fresnel » correspondant à un accroissement de trajet de :

$$+ \frac{\lambda}{2}, \quad 2\frac{\lambda}{2}, \quad \ldots . k\frac{\lambda}{2}$$

par rapport à la ligne directe ER. Ces ellipsoïdes découpent dans la sphère un cercle central et des couronnes.

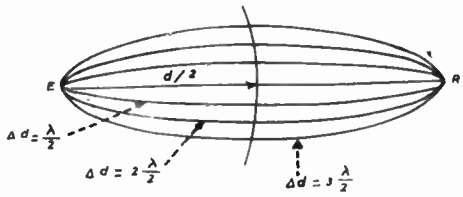


FIG. 2.3-*A*. — Ellipsoïdes de Fresnel

Sur le cercle central la phase *à la réception*, à cause de la différence de marche, passe (en valeur relative) de 0 à $-\pi$. En composant tous les vecteurs relatifs à cette zone la phase moyenne est :

$$-\frac{\pi}{2}$$

Sur la première couronne, la phase passant de $-\pi$ à -2π, la phase moyenne est :

$$-\frac{3\pi}{2} \ldots\ldots$$

et ainsi de suite.

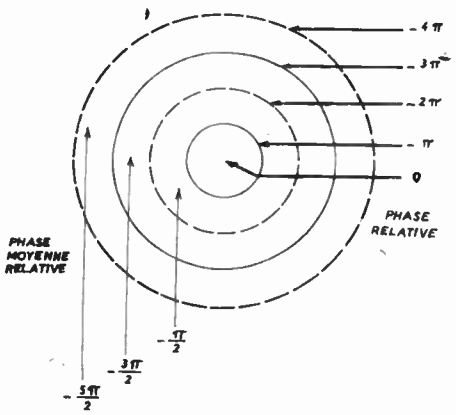


FIG. 2.3. – *B*. — Zones de Fresnel

On arrive ainsi à la notion, évidemment approximative, que la réception de la propagation libre est due à la somme d'une infinité de vecteurs placés alternativement en phase et en opposition ; et d'après un calcul qui tient compte des surfaces et des inclinaisons, d'amplitudes progressivement décroissantes.

La résultante arrive à la moitié de l'amplitude donnée par le cercle central.

On peut ainsi considérer que l'amplitude résultante de l'espace libre est donnée par :

1 vecteur $+ A$ résultant de la zone centrale

1 vecteur $-\frac{1}{2}A$ résultant de toutes les zones des couronnes.

Toute *obturation* qui est capable de réduire l'amplitude de $-\frac{1}{2}A$ sans retoucher au premier terme est donc susceptible de nous faire gagner par rapport à l'espace libre.

Dans le cas pratique qui nous occupe, E et R du faisceau hertzien étant situés en présence de la terre, il faudra donc rendre « clair de tout obstacle » le premier ellipsoïde de Fresnel (qui correspond au cercle central). Par contre l'obturation d'une partie

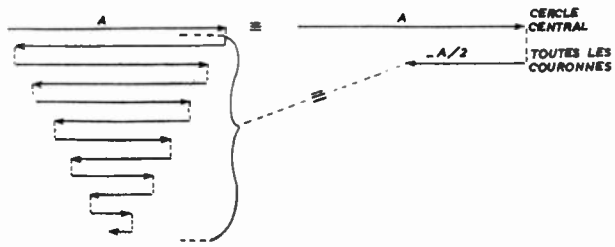


FIG. 2.3. – *C*.

des couronnes extérieures, telle qu'elle peut être produite par la surface de la terre ne peut avoir en principe d'inconvénient, étant donné qu'elle agira comme réduction du terme $-\frac{A}{2}$.

Compte tenu des conditions pratiques rencontrées, nous suivrons les recommandations suivantes :

En ondes centimétriques, le dégagement du premier ellipsoïde de Fresnel est à réaliser autant que possible.

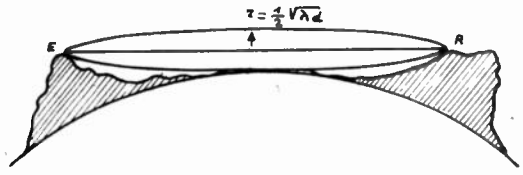


FIG. 2.3. – *D*. — (Les échelles horizontales et verticales sont différentes).

En ondes métriques, sur un trajet identique au précédent, un pareil dégagement n'est plus possible. Le rayon de la section médiane de l'ellipsoïde est en effet :

$$r = \frac{1}{2}\sqrt{\lambda d}$$

et il devient d'autant plus grand que la longueur d'onde est élevée. Pour une λ très élevée, *l'énergie* de l'espace libre risque donc d'être divisée par 2.

Sur ondes centimétriques, cette situation serait dangereuse. Les moindres variations susceptibles

de se produire sur la forme des rayons (comme nous le verrons par variation d'indice) sont susceptibles d'obturer plus que la moitié du cercle central : les résultats seraient très rapidement mauvais.

En ondes métriques, on ne peut éviter l'obturation et la perte correspondante, mais on ne risque pas de faire pire par suite du grand rayon du cercle central, dont est toujours sensiblement conservée la demi-surface.

Les conclusions sont donc les suivantes :

Rayon direct : Dégager le premier ellipsoïde de Fresnel pour les λ courtes : 8 cm par exemple. Propagation au moins aussi bonne que l'espace libre dans ces conditions. Sur les λ les plus longues, perte allant progressivement jusqu'à 3 dB sur le même trajet, mais pas de risque de voir varier beaucoup cette perte à l'occasion des variations d'indice.

2.4. — *Variation d'indice avec la hauteur. — Variation apparente du rayon terrestre.*

On admet en effet que l'indice de réfraction de l'atmosphère n'est pas homogène. Il varie en fonction de la hauteur, l'atmosphère dite standard correspondant à une décroissance proportionnelle à la

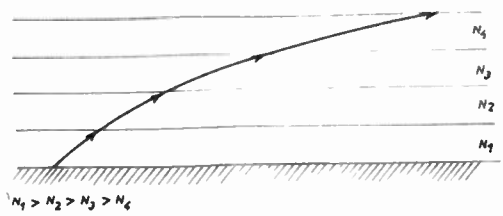


FIG. 2.4. — *A.*

hauteur. Du fait de cette variation d'indice, un « rayon » quelconque d'onde électromagnétique tend toujours à être incurvé vers le sol. (voir fig. 2.4.).

Pour éviter des constructions compliquées, on est conduit à utiliser une notion introduite par Jouaust qui consiste à imaginer une atmosphère d'indice homogène, mais un rayon terrestre accru :

$$R_{fictif} = \frac{4}{3} R_0$$

C'est avec ce rayon corrigé que les tracés, les dégagements, devront être étudiés.

Il peut toutefois arriver que l'atmosphère ne soit plus « standard », la loi de variation des indices en fonction de la hauteur pouvant même s'inverser (atmosphère substandard). Cela se traduirait par :

$$R_{fictif} = R_0 \text{ (indice constant)}$$

et même parfois :

$$R_{fictif} = 0{,}9\ R_0 \text{ (indice croissant avec la hauteur)}$$

Un ellipsoïde de Fresnel entièrement dégagé pour $R_{fictif} = \frac{4}{3} R_0$ peut ainsi être partiellement obturé si R_{fictif} se trouve réduit accidentellement. D'où les conditions de prudence exprimées au précédent paragraphe.

2.5. — *Rayonnement réfléchi par le sol.*

Le sol, généralement attaqué en incidence presque rasante, réfléchit par ailleurs partiellement le rayonnement obturé.

Théoriquement avec l'incidence rasante, si le sol était plat, très lisse et bon conducteur, le coefficient de réflexion serait — 1 (retournement de phase de π).

Fort heureusement le sol est bombé puisque c'est la surface de la terre : il agit ainsi comme une glace déformante, ce qui produit une certaine dispersion, se traduisant par une réduction du coefficient de réflexion.

Par ailleurs le sol comporte presque toujours des dénivellations et la végétation : il peut donc être considéré comme « rugueux » et par suite non parfaitement réfléchissant. Cette « rugosité » est d'autant plus marquée pour des dénivellations données que la λ est courte, et ainsi le module du coefficient de réflexion est d'autant plus réduit. Un critérium de rugosité a été posé. On exprime la quantité :

$$h_0 = \frac{\lambda\, d}{16\,(h_e + h_r)}$$

λ longueur d'onde
d distance
h_e hauteur de l'émetteur
h_r hauteur du récepteur

C'est le critérium de RAYLEIGH.

Si h_0 est inférieure à la hauteur moyenne des obstacles, dénivellations, etc..., le sol peut être considéré comme « rugueux » et par suite peu réfléchissant.

Pratiquement, il a été constaté, en vertu de la « rugosité » inévitable pour les ondes centimétriques, un coefficient de réflexion de — 0,2 maximum sur la surface terrestre. Le rayon réfléchi ne peut donc faire varier dans ce cas le rayon direct que de quelques *dB*. Dans les conditions « idéales » de tangence du premier ellipsoïde de Fresnel, cette variation est même un accroissement (— π pour la réflexion, — π pour le trajet, total — 2 π).

Pour les ondes métriques, ce coefficient de réflexion croît, mais il ne peut guère, pour les raisons exposées, dépasser — 0,5. La différence de trajet peut par contre être assez faible et le rayon direct et le rayon réfléchi peuvent être presque en opposition. La perte est ainsi capable d'atteindre 6 *dB*. Mais, par suite des grandes longueurs d'ondes, les variations d'indice auront peu de répercussions sur les phases et les résultats tendront à être très stables.

2.6. — *Propagation au-dessus de la mer.*

Le rayon indirect sera réfléchi avec un coefficient de réflexion ρ beaucoup plus élevé. Seule la courbure de la terre pourra intervenir pour réduire la valeur de ρ. Les risques d'opposition seront grands entre propagations directe et réfléchie. Les ondes métriques seront préférées en raison des moindres variations de phase possibles et par suite de la plus grande régularité des champs résultants obtenus.

2.7. — *Propagation hors de la vision directe.*

Alors que les ondes centimétriques seront complètement atténuées, les ondes métriques présenteraient des possibilités de propagation au delà de l'horizon. Cette propagation a été chiffrée par de nombreux auteurs. Il n'est pas dans notre intention de traiter ce sujet.

A titre d'exemple H. CHIREIX a donné, à partir des travaux d'ECKERSLEY et VAN DER POL, la formule suivante :

$$A = 17 + \frac{0{,}75\, d_0}{\sqrt[3]{\lambda}} \left(\frac{R_0}{R_{fictif}}\right)^{\frac{2}{3}}$$

A perte supplémentaire en décibels par rapport à l'espace libre

d_0 distance de non visibilité entre E et R (km)

λ longueur d'onde (m)

R_0/R_{fictif} : rapport du rayon terrestre réel au rayon fictif, par exemple 0,75 en atmosphère standard.

Pour obtenir la distance de non visibilité, on opérera sur un profil de terrain qui tiendra compte du rayon terrestre fictif adopté. Partant de E on tracera en direction de R la ligne touchant le sol au point constituant l'horizon de E, soit H_e. On cherchera de même à partir de R, vers E, le point H_r. La distance $H_e\ H_r$ représentera la distance de non visibilité d_0.

La formule de H. CHIREIX montre par exemple qu'au cas où d_0 est juste nul (visibilité rasante), la perte est de 17 décibels par rapport à la visibilité directe en espace libre.

Pour des calculs détaillés, on devra utiliser les travaux les plus récents, par exemple à l'heure actuelle ceux de :

BULLINGTON
et DOMB et PRYCE

dont les références sont données dans la bibliographie.

2.8. — *Rapport signal à bruit.*

Au signal utile s'ajoute le bruit thermique. On sait que, dans les équipements, on ne peut descendre en-dessous d'un certain niveau de bruit. Celui-ci se chiffre à partir du bruit minimum d'agitation thermique : $k\ T\ \mathcal{B}$ (watts)

k = 1,38 10^{-23} joules/° K

T = 300° K

$\mathcal{B}$ = bande : hertz

auquel on ajoute un certain nombre (décibels) représentant le « facteur de bruit » N.

En prenant pour puissance émise 1 watt et en évaluant tous les niveaux reçus en watts, on aura un diagramme des niveaux ayant par exemple l'allure de la figure 2.8. :

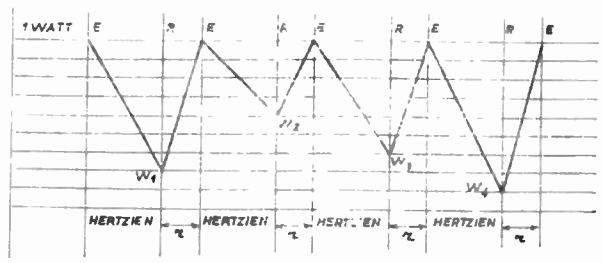


FIG. 2.8. — r = équipements répéteurs (relais)

Les puissances de bruit d'entrée caractérisent un équipement donné. Elles sont toutes les mêmes au point d'entrée, mais conformément au diagramme des niveaux, suivant les tronçons, les niveaux d'attaque utile peuvent être différents. On a ainsi :

	Niveau utile	Niveau bruit (pour $\mathcal{B}$ donné)
1er équipement (entrée)	W_1	W_b
2e »	W_2	W_b
3e »	W_3	W_b

etc...

Pour pouvoir ajouter les puissances de bruit de façon homogène, il faut rétablir au même niveau le signal utile, soit par exemple, écrire à chaque entrée, ce que serait le bruit en valeur absolue si la puissance utile était 1 watt. On obtient :

$$\frac{W_b}{W_1}\ ;\ \frac{W_b}{W_2}\ ;\ \frac{W_b}{W_n}$$

Les puissances de bruit s'ajoutent et donnent une puissance de bruit totale de :

$$\frac{W_b}{W_1} + \frac{W_b}{W_2} + \cdots \frac{W_b}{W_n} = W_b \left[\frac{1}{W_1} + \frac{1}{W_2} + \cdots \frac{1}{W_n}\right]$$

au point de niveau utile 1 watt.

Le rapport signal à bruit total serait donc dans ce cas :

$$\frac{S}{B} = \frac{1}{W_b \left[\frac{1}{W_1} + \frac{1}{W_2} + \cdots \frac{1}{W_n}\right]}$$

avec une puissance d'émission de : W_e watts, il deviendrait :

$$\frac{S}{B} = \frac{W_e}{W_b\left[\frac{1}{W_1} + \frac{1}{W_2} \cdots + \frac{1}{W_n}\right]}$$

C'est cette dernière formule qu'on devra appliquer dans le cas général, avec W_b représentant le « bruit thermique » minimum correspondant à la largeur de bande utilisée et multiplié par le « facteur de bruit » du récepteur, et avec W_1, W_2 .... W_n désignant les puissances reçues si la puissance émise était de 1 watt.

3. — **Problèmes de répartition des fréquences.**

3.1. — *Cas normal de 4 aériens et d'un seul faisceau (aller et retour).*

Ce problème est posé du fait que les aériens ne peuvent pas être, à une station relais, parfaitement découplés les uns par rapport aux autres.

Prenons en effet le plan schématique d'une telle station.

Pour chaque sens (origine-extrémité et extrémité-origine), l'onde est reçue dans l'aérien R correspondant et émise dans l'aérien E. Entre R et E est réalisé un gain de X dB dans l'équipement

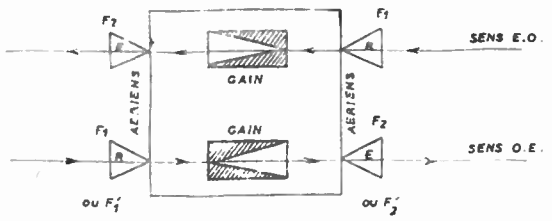


FIG. 3.1. – *A.*

amplificateur (compensant la perte de propagation), et par ailleurs un découplage de Y dB est réalisé entre les aériens en cause. Ce découplage est mesuré par l'affaiblissement entre la puissance émise par E au niveau du feeder d'alimentation et la puissance reçue dans R au niveau du feeder de réception. X et Y sont de même ordre de grandeur : il n'est donc guère possible d'envisager l'utilisation des mêmes fréquences sur R et sur E, il y aurait accrochage ou tout au moins réaction.

D'où la nécessité de réaliser un décalage de fréquence entre E et R pour bénéficier des décibels (considérables) ajoutés alors par la sélectivité des équipements. On utilise donc F_1 pour la réception et F_2 pour l'émission.

Pour l'autre sens faut-il reproduire les mêmes fréquences, c'est-à-dire utiliser F_1 pour les 2 réceptions, F_2 sur les 2 émissions ? C'est une technique possible et elle est utilisée particulièrement sur ondes centimétriques (New-York à San-Francisco ; Paris-Lille par exemple).

On voit que les réceptions sont sur la même fréquence F_1. On découple donc uniquement les 2 sens par les dB de découplage des aériens dos à dos sans faire appel à aucune sélectivité. Ces décibels sont suffisants sur ondes centimétriques (par exemple $>$ 80 dB), mais seraient insuffisants sur les onde métriques. Ceci exige du reste que les aériens sur ondes centimétriques soient particulièrement bien étudiés du point de vue du rayonnement arrière.

La même fréquence est utilisée pour les émissions F_2 et les mêmes dB sont rencontrés. Ceux-ci découplent les émetteurs entre eux, mais à ce niveau d'interaction les effets d'intermodulation entre émetteurs ne sont guère à craindre.

Au cas où les protections « dos à dos » ne peuvent suffire, on est conduit à utiliser dans chaque relais 4 fréquences au lieu de 2. Soit :

$$F_1 \quad F_2$$
$$F'_1 \quad F'_2$$

de façon à faire jouer les propriétés de sélection dans tous les cas. Ceci bien entendu rend plus complexes les plans de fréquence.

Dans une tour relais, sur chaque face, on rencontre donc deux aériens côte à côte, l'un E, l'autre R relatifs au même trajet. Les fréquences utilisées sont dans les deux hypothèses précédentes toujours différentes, mais les différences de niveau sont également considérables. Il faut donc réaliser une protection du récepteur contre l'émetteur. Cette protection résulte :

— du découplage des aériens : les dB des 2 aériens « côte à côte » ; par exemple $>$ 60 dB)

— de la différence des fréquences.

Le résidu de E est étouffé à la réception R par la sélectivité très importante de la moyenne fréquence du fait de la différence des λ employées. Mais il ne faut pas néanmoins sur la tête HF de R avoir un résidu de E trop important : sinon les effets d'intermodulation seraient à craindre. D'où la nécessité de réaliser une sélectivité $H.F.$ suffisante pouvant exiger l'usage de filtres passe-bande en haute fréquence.

3.2. — *Utilisation d'un aérien commun à l'émission et à la réception.*

Dans la tour relais, sur chaque face, au lieu d'utiliser 2 aériens côte à côte, on ne fait usage que d'un seul aérien commun à E et R. Etant donné, ainsi que nous l'avons déjà signalé, la différence considérable des niveaux, on doit impérativement utiliser un système de filtres dit « duplexeur » à sélectivité très poussée.

Pour accroître la protection entre E et R tout en utilisant le même réflecteur sur l'aérien, on peut faire usage de polarisations « croisées » entre E et R.

3.3. — *Passage de plusieurs faisceaux dans les mêmes aériens.*

On peut par exemple, dans le cas de 1 aériens, écouler plusieurs faisceaux à travers les mêmes aériens. Il faut bien entendu différencier les faisceaux par des λ différentes, et utiliser des filtres « de branchement ».

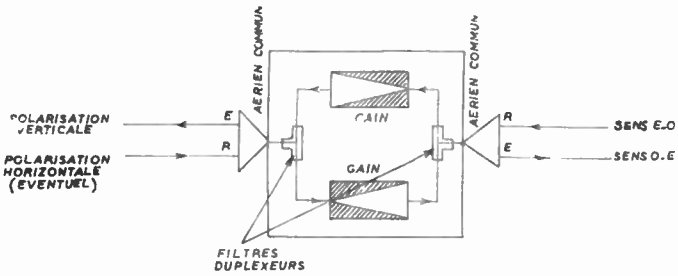


FIG. 3.2. – *A.*

La figure 3.3. — A donne un exemple relatif à 3 faisceaux (aller et retour), avec une technique à 2 fréquences par faisceau. C'est le cas du Paris-Lille.

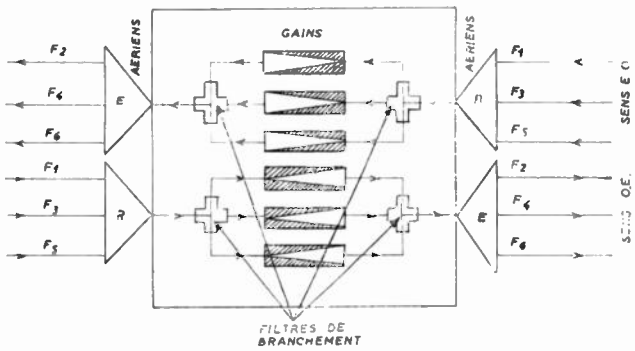


FIG. 3.3. – *A.*

4. — **Problème de la constance du temps de propagation dans la largeur de bande à travers le faisceau.**

4.1. — *Généralités sur le temps de propagation.*

Nous avons vu la nécessité de garder dans toute la largeur de bande un retard constant, donc une vitesse de propagation constante.

On est donc conduit à étudier les variations de cette vitesse à travers le faisceau hertzien comme en optique on étudie la variation de vitesse à travers un milieu, ce phénomène caractérisant ce qu'on nomme la « dispersion ».

Il existe dans notre faisceau des tronçons hertziens où le retard est dû à une propagation véritable, et des équipements radio qui donnent eux aussi un retard apparent bien qu'il s'agisse d'éléments concentrés.

Quelle que soit l'origine du retard, caractérisé par le temps de propagation τ, on peut le mettre en évidence en étudiant la loi de variation de phase en fonction de la fréquence.

Imaginons en effet un quadripôle électrique quelconque retardant d'une grandeur constante τ toute oscillation appliquée. On aura :

$$\text{A l'entrée : } Y = A \sin \omega t$$

$$\text{A la sortie : } Y = A \sin \omega (t - \tau) = A \sin (\omega t - \omega \tau) = A \sin (\omega t - \varphi)$$

φ, précisons-le, c'est le déphasage entre sortie et entrée pour chaque fréquence d'oscillation appliquée. Pour τ constant ou lentement variable, comme c'est le cas, on pourra écrire :

$$\frac{d\varphi}{d\omega} = \tau$$

On étudiera donc le phénomène de « dispersion » par l'analyse de la courbe de φ ou de $\frac{d\varphi}{d\omega} = \tau$.

4.2. — *Report du temps de propagation sur une petite modulation B.F.*

Plaçons-nous à une fréquence ω et modulons en amplitude de la *H.F.* par une *B.F.* de pulsation Ω quelconque, Ω étant faible vis-à-vis de ω.
Les deux bandes latérales sont : $\omega + \Omega$; $\omega - \Omega$
Le déphasage par rapport à la porteuse ω est donc égal à $-\Delta\varphi$ pour $(\omega + \Omega)$ (retard) et $+\Delta\varphi$ pour $(\omega - \Omega)$ (avance), les valeurs absolues de $\Delta\varphi$ étant sensiblement égales.

Ce même déphasage $-\Delta\varphi$ se retrouve sur la *modulation* après détection, qui se trouve ainsi déphasée de $-\Delta\varphi$ (retard) donc *retardée* de $\Delta\varphi/\Omega$. Si Ω tend vers 0, ce retard n'est autre que $d\varphi/d\omega$, c'est-à-dire τ. Ainsi le temps de propagation est celui rencontré sur une petite modulation de fréquence faible appliqué à ω. (quel que soit Ω et quel que soit le taux de modulation). Cette propriété peut être utilisée pour mesurer τ.

Normalement le calcul nous amènera à étudier la loi de variation de :

$$\varphi = f(\omega)$$

et à en déduire la loi de : $\tau = \frac{d\varphi}{d\omega}$

Les problèmes sont multiples et nous allons successivement passer en revue la loi de variation de τ :

4.3. — Sur les trajets hertziens.

4.4. — Sur les feeders réunissant les aériens aux équipements amplificateurs des stations relais.

4.5. — Dans ces équipements amplificateurs eux-mêmes.

4.3. — *Distorsion de phase sur les trajets hertziens.*

E et R sont supposés reliés par visibilité directe et par un trajet indirect résultant d'une réflexion.

Les distances correspondant à ces 2 trajets sont :

d_1 (trajet direct)

d_2 (trajet indirect) $= d'_2 + d''_2$

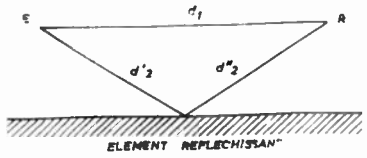


FIG. 4.3. – *A.*

En prenant E comme origine des phases, l'onde directe reçue en R a pour expression relative en notation complexe :

$$Y_d = e^{-j\Phi_1}$$

avec :

$$\Phi_1 = 2\pi \frac{d_1}{\lambda} = \frac{2\pi d_1}{cT} = \frac{2\pi f d_1}{c} = \frac{\omega}{c} d_1$$

soit :

$$Y_d = e^{-j\frac{\omega}{c}d_1}$$

L'onde indirecte s'écrit de même, avec un déphasage suppémentaire dû à la réflexion ($-\pi$) :

$$Y_{ind} = \rho\, e^{-j(\frac{\omega}{c}d_2+\pi)}$$

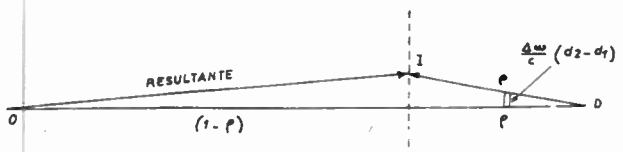


FIG. 4.3. – *B.*

ρ est le coefficient de réflexion (sensiblement inférieur à l'unité).

Les 2 ondes se composent comme les 2 vecteurs de la figure 4.3.—*B.*

Lorsque ω varie dans la bande de fréquence transmise, les 2 vecteurs tournent avec des vitesses angulaires inégales. Le vecteur OI présente ainsi toutes les positions de phase par rapport au vecteur principal OD, ce qui a pour résultat :

— de faire varier l'amplitude résultante,

— de faire osciller la phase résultante autour de la loi de variation proportionnelle à ω.

Calculons la période suivant ω de ces variations. La différence de phase entre OI et — OD a pour expression :

$$\Psi = \frac{\omega}{c}(d_2 - d_1) = \frac{\omega}{c}\Delta d$$

On retrouve les mêmes positions relatives des vecteurs lorsque Ψ s'accroît de 2π donc lorsque :

$$\Psi_2 - \Psi_1 = 2\pi = \frac{\omega_2 - \omega_1}{c}\Delta d = \frac{\Delta\omega}{c}\Delta d$$

Ainsi l'intervalle qui sépare 2 positions relatives identiques des vecteurs OD et OI s'écrit-il :

$$\Delta\omega = \frac{2\pi c}{\Delta d} \quad ; \quad \Delta f = \frac{c}{\Delta d}$$

par exemple :

$c = 3.10^8$ m/s $\quad \Delta d = 100$ m $\quad \Delta f = 3$ Mégacycles.

Calculons maintenant les variations correspondantes de temps de propagation :

Lorsque OI et OD sont en quadrature la phase est décalée au maximum par rapport à sa valeur idéale, mais le $\tau = d\Phi/d\omega$ est sensiblement celui correspondant au vecteur OD seul.

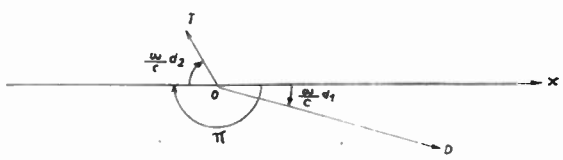


FIG. 4.3. – *C.*

Lorsque OI et OD sont en opposition le $d\Phi/d\omega$ du vecteur résultant est au contraire minimum et lorsque OI et OD sont en phase le $d\Phi/d\omega$ de la résultante est maximum.

Plaçons-nous au minimum de τ :

A partir de l'opposition supposons un accroissement $\Delta\omega$ très petit. OD tourne de $\frac{\Delta\omega}{c} d_1$. DI représentant OI reporté à partir de l'extrémité de OD tourne de :

$$\frac{\Delta\omega}{c} d_2 > \frac{\Delta\omega}{c} d_1$$

l'angle de OD avec DI est donc :

$$\frac{\Delta\omega}{c}(d_2 - d_1)$$

Et celui de la résultante OI avec OD est :

$$\frac{\Delta\omega}{c}(d_2 - d_1) \times \frac{\rho}{1 - \rho} \qquad (OD = 1)\ (DI = \rho)$$

Cet angle représente la diminution sur la rotation normale de OD qui est $\frac{\Delta\omega}{c} d_1$.

On trouve pour rotation absolue de OI :

$$\Delta\Phi = \frac{\Delta\omega}{c} d_1 - \frac{\Delta\omega}{c}(d_2 - d_1)\frac{\rho}{1 - \rho}$$

$$= \frac{\Delta\omega}{c}\left(d_1 - (d_2 - d_1)\frac{\rho}{1 - \rho}\right)$$

Ainsi le τ vaut-il :

$$\frac{\Delta\Phi}{\Delta\omega} = \tau = \frac{d_1}{c} - \frac{d_2 - d_1}{c}\frac{\rho}{1 - \rho} = \frac{d_1}{c} - \frac{\Delta d}{c}\frac{\rho}{1 - \rho}$$

d_1/c est le τ de l'espace libre.

$\frac{\Delta d}{c} \cdot \frac{\rho}{1 - \rho}$ représente la réduction maximum de τ.

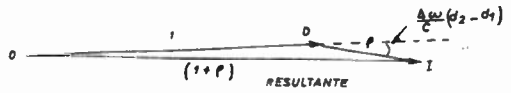


FIG. 4.3. – *D.*

à la fois proportionnelle à Δd « différence de marche », et à ρ. Reprenons un raisonnement analogue à partir de la coïncidence de phase.

$$\Delta\Phi = \frac{\Delta\omega}{c} d_1 + \frac{\Delta\omega}{c}(d_2 - d_1)\frac{\rho}{1 + \rho}$$

$$\frac{\Delta\Phi}{\Delta\omega} = \tau = \frac{d_1}{c} + \frac{d_2 - d_1}{c}\frac{\rho}{1 + \rho} = \frac{d_1}{c} + \frac{\Delta d}{c}\frac{\rho}{1 + \rho}$$

Le τ est accru de : $\frac{\Delta d}{c}\frac{\rho}{1 + \rho}$

On rencontre sur la courbe de variation de τ un $\Delta\tau$ total de :

$$\frac{\Delta d}{c}\left[\frac{\rho}{1 - \rho} + \frac{\rho}{1 + \rho}\right] \# \frac{2\rho\Delta d}{c}$$

si ρ n'est pas trop grand.

Dans l'exemple précédent, avec $\rho = 0{,}01$:

$\Delta\tau$ total # 7 millimicrosecondes.

Ce qui gêne c'est la valeur absolue des variations de τ dans la bande donnée. Dans les trajets normaux ces variations sont faibles.

Pour avoir un effet gênant, il faut :

– un coefficient de réflexion suffisant,

– une différence de marche assez importante.

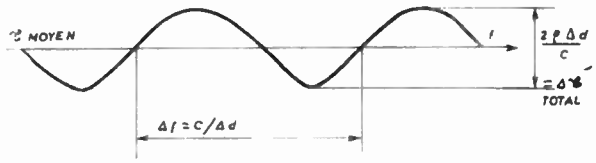


FIG. 4.3. – *E.*

Ce n'est pas la réflexion du sol à grande distance qui est capable de donner cette différence de marche importante pour un trajet « plat ». On ne peut la rencontrer que pour un trajet très dégagé au-dessus du sol avec forte réflexion (lac entre 2 montagnes),

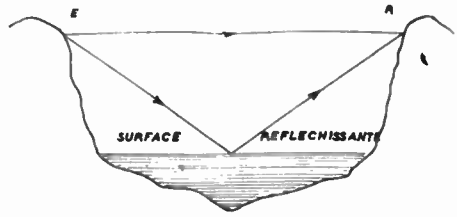


FIG. 4.3. – *F.*

dans une région de montagne avec une réflexion latérale importante, ou avec un sol présentant des qualités réflectrices fortement dissymétriques entre la droite et la gauche. Les échos arrière peuvent également être à considérer : on a de nombreux exemples de leur existence sur les réceptions de TV radiodiffusion (où évidemment les aériens utilisés sont peu directifs).

4.4. — *Distorsion de phase dans les feeders et guides.*

Entre les équipements et les aériens se trouve une certaine longueur de feeder ou guide véhiculant la puissance.

L'amortissement introduit par ceux-ci peut, en première approximation, être négligé. Mais des distorsions de phase accompagnent la transmission si les extrémités n'en sont pas correctement adaptées. Soit v la vitesse de propagation (vitesse de phase). S'il s'agit de feeders avec diélectrique :

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon}} < c$$

s'il s'agit de guides d'onde au contraire

$$v = c\frac{\lambda_g}{\lambda} > c$$

mais de toute manière les phénomènes de propagation sont analogues.

Le schéma type pour l'étude des phénomènes est le suivant :

Il y a une tension de source U_0, une tension d'entrée U_e et de sortie U_s.

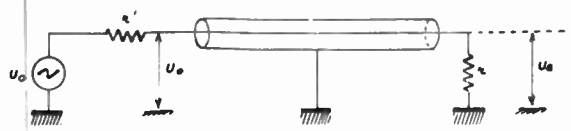


FIG. 4.4. – *A*.

La désadaptation terminale peut toujours être ramenée à la fermeture sur r. La résistance interne du générateur peut elle-même être prise égale à r', différent de Z_c s'il y a désadaptation.

La théorie élémentaire des lignes nous montre que, si le feeder est adapté à son extrémité réceptrice ($r = Z_c$), il se développe une onde progressive qui lie U_e à U_s par la relation :

$$U_e = U_s\, e^{j\Phi}$$

Φ étant l'angle électrique, soit, de manière analogue à ce qui a déjà été écrit :

$$\Phi = \frac{\omega}{v}\, l$$

— (l = distance du point considéré à l'extrémité terminale).

Si r est différent de Z_c, par exemple $r < Z_c$ (et tous les cas de désadaptation peuvent être ramenés à celui-ci), il se développe un régime qui est la somme :

d'une onde progressive « aller » ;

d'une onde progressive « retour ».

Tous calculs faits, la tension en un point de distance l (angle électrique Φ), s'écrit (théorie élémentaire des lignes) :

$$\frac{U_e}{U_s} = \cos\Phi + j0\sin\Phi$$

avec : $0 = Z_c/r$ (taux d'ondes stationnaires).

On trouve facilement que cette expression résulte de la composition de deux ondes progressives de tension cheminant en sens inverse, le rapport d'amplitude de l'onde « réfléchie » à l'onde « incidente » étant donné par :

$$\rho = \frac{0 - 1}{0 + 1}$$

ρ = « coefficient de réflexion ».

La tension U_e/U_s se prête à une représentation vectorielle facile (voir figure 4.4.-B). C'est un diagramme bien connu d'ellipse.

On voit que, lorsque varie Φ :

— soit à ω constant en remontant vers la source (l = variable) ;

— soit à l constant = l maximum, en faisant varier ω.

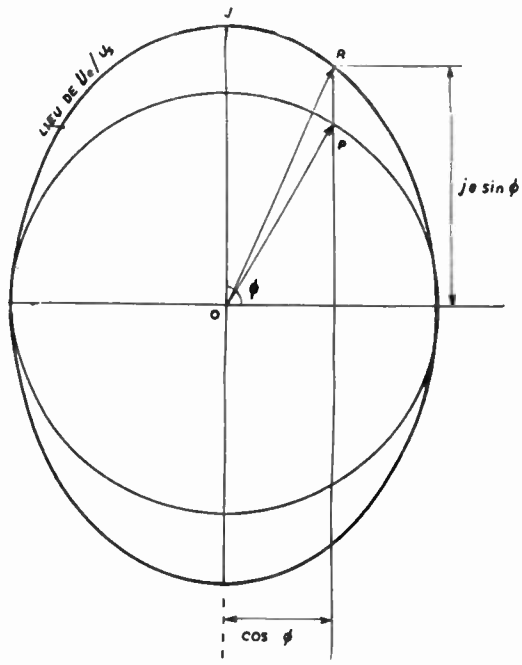


FIG. 4.4. – *B*.

La phase du vecteur résultant : $\overrightarrow{OR}$, ne varie plus linéairement : ce qui caractérise des variations sur le « temps de propagation ».

Le cas du faisceau hertzien est celui de : l = constante ; et ω variable. Mais il reste à évaluer le rapport entre la tension du générateur U_0 ; et la tension d'entrée U_e.

Toujours d'après la théorie des lignes, l'impédance d'entrée s'écrit :

$$Z_e = Z_c\, \frac{\cos\Phi + j\,0\sin\Phi}{0\cos\Phi + j\sin\Phi}$$

La f.e.m. U_0 attaque Z_e à travers r' (on suppose par exemple $r' > Z_c$ — et on peut toujours se ramener à ce cas —). Il en résulte que :

$$\frac{U_0}{U_e} = 1 + \frac{r'}{Z_e}$$

Tous calculs faits, cela conduit à la relation suivante entre U_0 et U_s :

$$\frac{U_0}{U_s} = \cos\Phi + j\,B\sin\Phi$$

Même diagramme représentatif d'ellipse, avec un coefficient :

$$B = \frac{\theta + \theta'}{1 + \theta\theta'} \quad \text{(en posant } \theta' = r'/Z_c \qquad \begin{matrix} TOS \\ \text{côté "source"} \end{matrix}$$

beaucoup plus petit que 0. Ainsi la distorsion de phase entre l'extrémité terminale et la source est beaucoup plus réduite qu'entre l'extrémité terminale et l'entrée du feeder.

Cela nous amène incidemment à noter qu'il serait très maladroit, pour exercer un contrôle de la qualité, d'analyser la tension à l'entrée du feeder, bien que ce soit la tension la plus accessible.

Ce diagramme d'ellipse donne une variation périodique du temps de propagation qui, tous calculs faits, est représentée par la figure 4.4.-C.

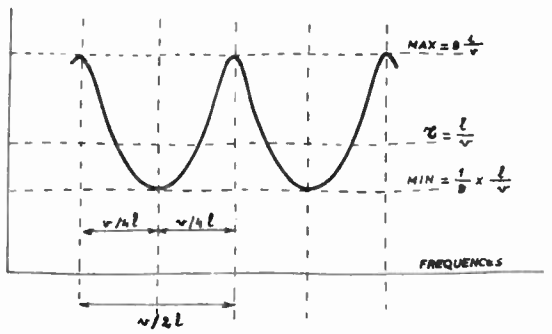


FIG. 4.4. – *C.*

Période des variations en fréquence :

$$\Delta f = \frac{v}{2l}$$

Variation maximum :

$$\Delta \tau_{total} = \frac{l}{v}\left(B - \frac{1}{B}\right)$$

En faisant intervenir les deux coefficients de réflexion :

— à l'extrémité terminale comme déjà posé :

$$\rho = \frac{\theta - 1}{\theta + 1}$$

— à l'extrémité « source » :

$$\rho' = \frac{\theta' - 1}{\theta' + 1}$$

on obtient, approximativement, pour des *TOS* peu élevés :

$$\Delta \tau_{total} = 4\,\frac{l}{v}\,\rho\rho'$$

Les formules ont même allure que celles de la propagation à « double trajet » :

La différence de marche étant la double longueur du feeder : $2l$; la vitesse de propagation : v ; et le coefficient de réflexion étant remplacé par le produit des deux coefficients de réflexion : $\rho\rho'$. On ne peut dire laquelle des distorsions est la plus critique.

Prenons par exemple pour un feeder :

$$l = 50 \text{ mètres} \qquad v = \frac{c}{2}$$

$\rho = 0{,}1$ soit environ $\theta = T.O.S. = 1.2$

$\rho = 0{,}1$ soit environ $\rho' = T.O.S. = 1.2$

On obtient :

$\Delta f = 1{,}5$ Mégacycles

$\Delta \tau_{(total)} = 13$ millimicrosecondes environ.

1.5. — *Distorsion de phase dans les amplificateurs.*

Les amplificateurs H. F. ou M. F. comportent ordinairement des lampes avec capacités parasites. Ces capacités sont compensées par des selfs mises en parallèle, de sorte que c'est le phénomène d'anti-résonance bien connu qui est à la base de toutes les amplifications.

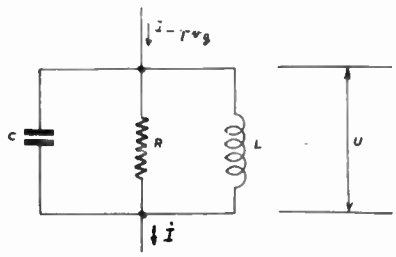


FIG. 4.5. – *A.*

Le circuit de base est celui du schéma de la figure 4.5.-A :

Courant « constant » :

$I = pv_g$ figurant une lampe pentode,

C capacité en-dessous de laquelle on ne peut descendre,

L self d'accord sur la fréquence moyenne,

R résistance d'amortissement.

L'étude bien connue de cette cellule donne la « réponse » exacte suivante : (valeurs relatives)

$$U(\omega) = \frac{U_0}{1 + j\,Q_0\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} = \frac{U_0}{1 + 2\,j\,Q_0\,x}$$

U_0 tension pour ω_0,

et $Q_0 = RC\omega_0$ « surtension » sur ω_0.

$$x = \frac{1}{2}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \quad \text{valeur exacte}$$

$$x \# \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \quad \text{valeur approchée, lorsque les désaccords relatifs ne sont pas très grands.}$$

Le temps de propagation s'écrit par la définition ordinaire :

$$\tau = \frac{d\varphi}{d\omega} = \frac{d\varphi}{dx} \cdot \frac{dx}{d\omega}$$

$$\varphi = \text{arc tg } 2\,Q_0\,x \; ; \quad \frac{d\varphi}{dx} = \frac{1}{1 + 4\,Q_0^2\,x^2} \times 2\,Q_0$$

$$\frac{dx}{d\omega} = \frac{1}{2}\left[\frac{1}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega^2}\right] \quad \text{d'où :}$$

$$\frac{d\varphi}{d\omega} = \tau = \frac{1}{1 + 4\,Q_0^2\,x^2} \times Q_0 \times \left(\frac{1}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega^2}\right)$$

$$\# \frac{1}{1 + 4\,Q_0^2\,x^2} \times \frac{2\,Q_0}{\omega_0}$$

dans le cas de désaccords relatifs faibles.

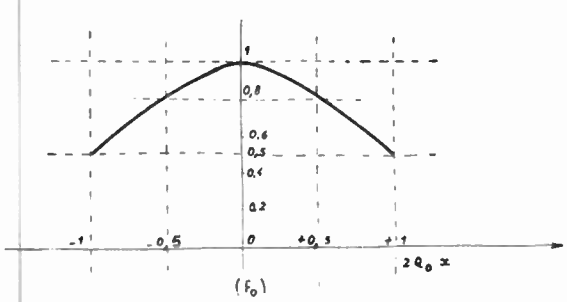


FIG. 4.5. – *B.*

Pour faciliter le travail une abaque de l'expression :

$$\frac{1}{1 + 4\,Q_0^2\,x^2}$$

peut être tracée en fonction de : $2\,Q_0\,x$ pris comme variable. Cette abaque montre que le circuit antirésonnant donne un maximum de temps de propagation sur la fréquence centrale f_0.

Entre f_0 et le bord de bande (point de chute d'amplitude de 3 décibels — correspondant à : $2\,Q_0 x = 1$), la variation de temps de propagation est : $\frac{Q_0}{\omega_0}$ (cas des désaccords relatifs faibles).

L'assemblage de plusieurs circuits agissant séparément dans des étages successifs est de pratique usuelle. L'ensemble élémentaire le plus courant est le « *Triplet* ». Deux circuits extrêmes également décalés par rapport à f_0 (en plus et en moins) donnent un creux central sur l'amplitude. Ce creux est comblé par un circuit accordé sur la fréquence centrale.

Les écarts et surtensions de ces 3 circuits seront ajustés pour obtenir les résultats cherchés, c'est-à-dire ordinairement une bonne constance de l'amplitude dans la largeur de bande utilisée.

Nous retiendrons par exemple les règles suivantes :

Circuit central : accord sur f_0.

Chute de 3 décibels à f_1 et f_2.

$f_2 - f_1 = \mathcal{B}$ largeur de bande totale. Donc, en vertu des résultats connus :

$$\mathcal{B} = \frac{f_0}{Q_1} \; ; \quad Q_1 = \frac{f_0}{\mathcal{B}}$$

Circuits extérieurs :

Leur surtension sera pour chacun :

$$Q_2 = 2\,Q_1$$

On placera leur résonance non pas aux extrémités exactes de bande du circuit central, c'est-à-dire à distance de $\pm$ 0,5 $\mathcal{B}$ de f_0 ; mais un peu plus près. On donne par exemple pour fréquences d'accord :

$$f_0 - 0{,}43\,\mathcal{B} \text{ et } \frac{f_0}{1 - 0{,}43\,\frac{\mathcal{B}}{f_0}}$$

soit approximativement :

$$f_0 + 0{,}43\,\mathcal{B}$$

si f_0 est grand devant $\mathcal{B}$.

En combinant les courbes de temps de propagation des trois circuits (déduites individuellement de 4.5.-B), on trouve un creux central d'environ :

$$\Delta\tau = 1{,}4\,\frac{Q_1}{\omega_0} = \frac{0{,}22}{\mathcal{B}} \quad \text{(ne dépendant donc que de } \mathcal{B})$$

alors que l'amplitude se maintient sensiblement constante dans la bande.

Pour constituer l'ensemble triplet, nous avons fait appel à des circuits résonnants appartenant à la famille des circuits classiques « à déphasage minimum ».

En vertu des lois générales des réseaux s'appliquant à ces types de circuit, la loi de variation de phase est liée à la loi de variation d'amplitude. Donc toute courbe d'amplitude analogue, même obtenue

par des moyens ou des associations différentes (pourvu qu'il s'agisse de circuits à déphasage minimum), donnera la même courbe de phase, donc de temps de propagation. L'existence du « creux central » constatée sur la figure 4.5.-C n'est donc pas limitée au cas particulier étudié, mais est un phénomène général lié à l'allure de la courbe de transmission en amplitude. Le triplet précédent est caractérisé en particulier par sa bande passante et par la pente hors bande de sa courbe de transmission en amplitude. Or, pour chacun des circuits résonnants constituant le triplet, quand on est franchement hors bande, lorsque l'on double l'écart

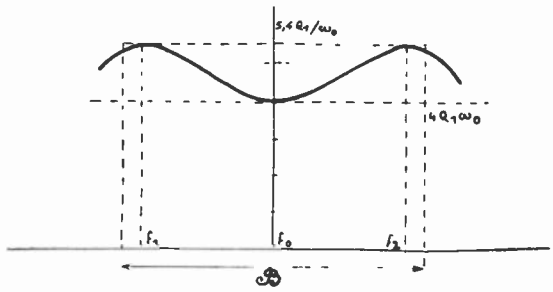


FIG. 4.5. – *B.*

de fréquence par rapport à la fréquence centrale, l'amplitude tombe de moitié : autrement dit, la variation d'amplitude est de 6 décibels par octave.

Dans l'assemblage, bien que les fréquences d'accord ne soient pas toutes les mêmes, on trouve une chute d'amplitude de $3 \times 6 = 18$ décibels par octave sur $f - f_0$ lorsqu'on est dans les zones de désaccord.

Lorsqu'on dispose n triplets les uns à la suite des autres, sur la courbe de transmission en amplitude, rien n'est en principe changé sur la partie bande passante et sur la partie atténuée la pente devient :

$$18\ n \text{ décibels/octave} = p \text{ dB/oct.}$$

Quant au $\Delta\tau$ correspondant au creux central, il serait évidemment multiplié par n, de sorte qu'il pourrait s'écrire :

$$\Delta\tau = \frac{0{,}22}{\mathfrak{B}} \times n = \frac{0{,}22}{\mathfrak{B}} \times \frac{p \text{ dB/oct}}{18 \text{ dB/oct}}$$

En raison des propriétés des réseaux précédemment énoncées, si les courbes d'amplitude coïncident partout, on pourrait très approximativement étendre la formule précédente à des structures qui seraient non pas des triplets, mais des combinaisons donnant des résultats analogues.

Il faut ajouter aux données précédentes l'existence obligatoire d'une certaine dissymétrie dans la courbe de variation de τ autour de f_0 :

— soit que les circuits ne soient pas parfaitement réglés ;

— en raison même des équations réelles dans lesquelles $\omega - \omega_0$ n'est pas négligeable devant ω_0.

Sans vouloir entrer dans les détails, nous remarquons par exemple dans le simple circuit résonnant que nous avons fait deux approximations pour arriver aux résultats énoncés donnant une symétrie rigoureuse.

a) Assimilation de $\frac{1}{2}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$ à $\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$

b) Assimilation du facteur $\frac{1}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega^2}$ au facteur constant $\frac{2}{\omega_0}$.

La correction de cette dissymétrie peut avoir une importance aussi grande que la compensation du creux central.

4.6. — *Correction de la distorsion de phase par cellules « Passe-tout ».*

Pour régulariser la courbe du temps de propagation, on est conduit :

— soit à admettre qu'on ne réalise pas une courbe de transmission d'amplitude constante dans la bande utile ;

— soit à faire usage de circuits spéciaux n'appartenant pas à la catégorie des réseaux « à déphasage minimum », et pouvant alors donner des variations de temps de propagation, tout en transmettant l'amplitude à niveau constant. Ces circuits appartiennent à la catégorie des cellules « Passe-tout ».

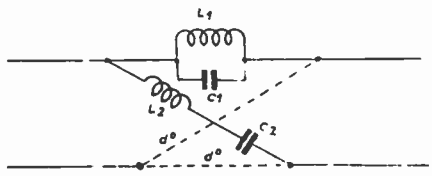


FIG. 4.6. – *A.*

Sous leur forme d'origine « Treillis » (on utilise en réalité des formes dérivées en *TE* ponté), ces cellules se présentent comme suit :

Les fréquences de résonances :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \text{ et : } f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \text{ sont égales.}$$

Les réactances sont ainsi partout de signes contraires, et la bande passante couvre tout le spectre, de $f = 0$ à $f = \infty$.

L'impédance caractéristique, constante et réelle, vaut :

$$Z_0 = \frac{1}{\omega_0\sqrt{C_1 C_2}}$$

et des calculs (voir références) donnent, pour le temps de propagation, l'expression suivante :

$$\tau = \frac{d\omega}{d\varphi} = \frac{(1 - x)}{1 + 4\,\frac{C_1}{C_2}\,x^2}\,\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}\cdot\frac{4}{\omega_0}$$

avec :

$$x = \frac{1}{2}\left[\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right] \# \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$$

conformément aux notations précédentes.

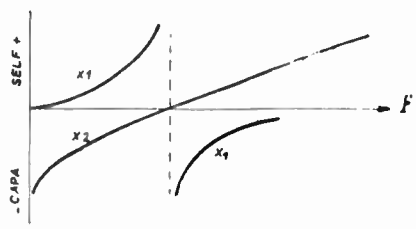


FIG. 4.6. – *B.*

Seul le paramètre : C_1/C_2 joue pour donner les variations de τ en fonction de x.

La figure 4.6.-C donne quelques courbes correspondant à $\frac{C_1}{C_2}$: 36, 25, 16.

Plusieurs cellules peuvent être mises bout à bout pour accroître le $\Delta\tau$ s'il est insuffisant ; ou si la courbe d'une seule cellule compense mal la forme de l'amplificateur à corriger.

4.7. — *Notion sur les effets de distorsion non linéaire en modulation de fréquence.*

Bien qu'on conçoive que le déphasage des bandes latérales composantes soit de nature à déformer le signal, le détail de cette action n'apparaît pas immédiatement.

En modulation d'amplitude, on a coutume, pour rendre compte de la distorsion, de représenter la courbe dite « amplitude – amplitude », donnant la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée.

En modulation de fréquence, la variation d'amplitude à l'entrée du modulateur, se traduit par une variation de fréquence. Mais on ne peut pas, sans certaines conventions, définir une courbe amplitude-amplitude.

Cette convention, c'est de faire croître la tension modulatrice d'entrée linéairement en fonction du temps, à une certaine vitesse. On obtient ainsi au départ, en l'absence de distorsion dans l'équipement

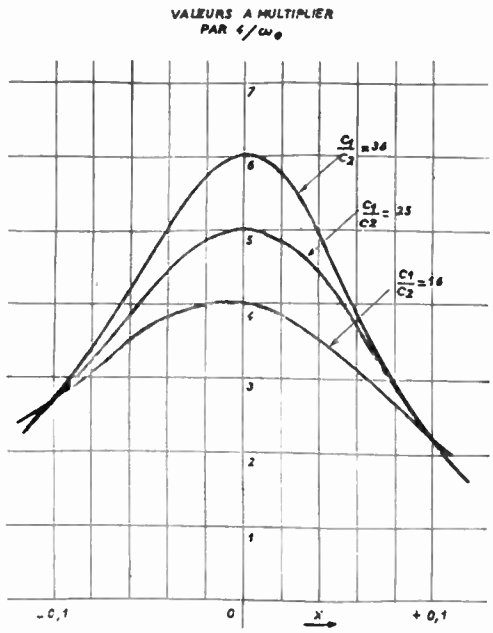


FIG. 4.6. – *C.*

émetteur, des courbes de correspondance : fréquence émise à tension d'entrée, qui sont des droites. Deux droites extrêmes ont par exemple été représentées sur la figure 1.7.-A.

A l'arrivée, à l'autre extrémité du faisceau, chaque fréquence sera retardée de son temps de propagation à travers le faisceau. Si ce temps de propagation est constant (non dispersion), la courbe de correspondance sera simplement décalée dans le temps. Ce sera toujours une droite (non distorsion).

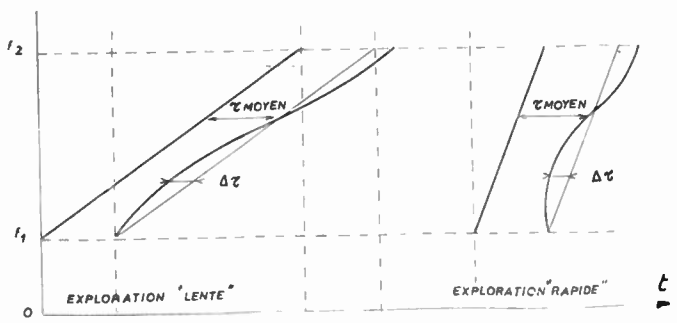


FIG. 4.7. – *A.*

Si le temps de propagation est variable suivant la fréquence, on aura ainsi une courbe de correspondance déformée correspondant au phénomène de distorsion harmonique.

Les mêmes écarts sur les temps de propagation interviennent quelles que soient les courbes. On conçoit néanmoins que c'est sur les courbes à variations rapides (voir la courbe de droite de la figure 4.7.-A) que les déformations produites ont les répercussions les plus fâcheuses.

C'est ce qu'on trouverait par exemple si une évaluation du taux de distorsion harmonique était faite sur ces courbes, considérées comme des courbes « amplitude – amplitude » ordinaires.

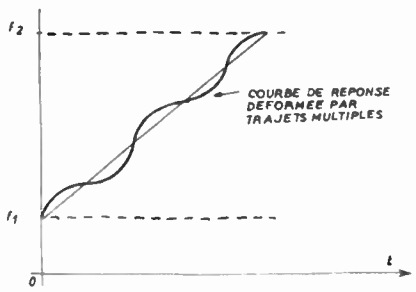


FIG. 4.7. – *B*.

Lorsque les variations de τ présentent une allure cyclique à période relativement courte, les courbes de correspondance (voir par exemple la figure 4.7.-B) présentent une allure ondulée.

4.8. — *Conclusions.*

On a pu voir ainsi, au cours de cette étude, les principaux problèmes soulevés par les transmissions sur faisceaux hertziens.

Beaucoup sont très complexes et exigent des développements beaucoup plus détaillés que ceux qui ont pu être donnés au cours de cet article. Nous souhaitons néanmoins avoir pu donner aux lecteurs non spécialistes une idée de toutes ces questions dont l'intérêt est certain et qui ont une répercussion directe sur les performances obtenues.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

1.3. A. ANGOT. — Compléments de Mathématiques à l'usage des Ingénieurs de l'Electrotechnique et des Télécommunications. *Editions de la Revue d'Optique*, § 7-5-45, page 408 de l'édition 1952.
P. RIVÈRE. — Les Grands Centres de Trafic. Les multiplex à impulsions. Chapitre I, Spectre occupé par les impulsions. *Cours de l'E.S.E. Radio* 1954. Hors commerce.

2.2. H. GUTTON. — Les projecteurs d'ondes centimétriques. *L'Onde Electrique*. Décembre 1946.

2.3. G. BRUHAT. — Cours de Physique Générale. Optique. 3e partie. Diffraction de la lumière. Chapitre IX. Propagation rectiligne de la lumière. Principe d'HUYGENS - FRESNEL. Propagation d'une onde sphérique. Pages 163 à 170 de l'édition 1942.

2.4. — 2.5. — 2.6. — 2.7. —
J. ORTUSI. — La propagation des ondes métriques et centimétriques. (Longueurs d'ondes comprises entre 6 m et 3 cm). Détermination de l'équivalent de transmission. *Annales de Radioélectricité*, Juillet 1954.
H. CHIREIX. — Note sur le Calcul des liaisons radiotéléphoniques multiplex en ondes ultra-courtes. *Annales de Radioélectricité*. Janvier 1947.
K. BULLINGTON. — Radio propagation above 30 Mc/s. *P.I.R.E.*, Octobre 1947. Propagation of UHF and SHF Waves beyond the horizon. *P.I.R.E.*, Octobre 1950.
DOMB & PRYCE. — The calculation of field strengths over a spherical earth. *J.I.E.E.* September 1947. The diffraction of radio waves by the curvature of the earth. Advances in Physics. Janvier 1953 (avec tables).

2.8. J. VERREE et P. MAGNE. — Le faisceau hertzien P.T.T. G.D.H. 101 comme artère de distribution de télévision à haute définition. II. Calcul du rapport signal à bruit. *L'Onde Electrique*, Novembre 1954.

4.4. J. FAGOT. — Effets de distorsion linéaire sur une bande de fréquences transmise à travers une longue ligne désadaptée. *Annales de Radioélectricité*. Juillet 1950.
J.P. VASSEUR. — Calcul de la distorsion d'une onde modulée en fréquence. 2.1. Distorsion par un feeder. *Annales de Radioélectricité*. Janvier 1953.

4.5. — 4.6. —
J. FAGOT. — Calcul et construction des oscillateurs, des amplificateurs de puissance et des modulateurs. Fascicule III. Chapitre XII. § 1217 et 1218. Réseaux correcteurs de distorsion de phase. Distorsion à corriger. Théorie des cellules « passe-tout » correctrices. *Cours de l'E.S.E. Radio* (hors commerce).
BREANT. — Les quadripôles en TE ponté à impédance caractéristique constante. Etude N° 90 T du S.R.C.T. Ministère des P.T.T. Hors commerce.
H. MARTIN.
a) Technique de réglage des cellules déphaseuses en TE ponté utilisées dans les équipements de transmission de signaux de Télévision.
Etude N° 173 T du S.R.C.T. Ministère des P.T.T. Hors commerce.
b) Réglage des cellules passe-tout en TE ponté. Généralisations. Etude N° 205 T du S.R.C.T. Ministère des P.T.T. Hors commerce (et compléments).

ESSAIS DE DIVERSITÉ ET ÉTUDE DE L'EFFET DE FOCALISATION SUR DES LIAISONS LONGUES EN VISIBILITÉ [1]

PAR

Pierre RIVET

Ingénieur contractuel au C. N. E. T.
(Département Propagation)

Introduction.

Les études de propagation entreprises par le Centre National d'Etudes des Télécommunications sur 10 et 20 cm et par le Laboratoire National de Radioélectricité sur 70 cm entre le Continent et la Corse ont déjà fait l'objet de publications dans les annales de Télécommunications de juin 1954 et dans les notes préliminaires du L. N. R. nº 175 et 184.

Jusqu'à présent la priorité avait été donnée à juste titre aux études statistiques : variations saisonnières, diurnes du champ moyen, densité des évanouissements, gains obtenus par les diversités d'espace et de fréquence, etc... Ces études sont capitales pour l'établissement de liaisons d'exploitation.

Au cours d'essais complémentaires qui ont lieu actuellement nous cherchons à étudier le mécanisme des variations du champ sur le trajet en vue directe La Punta - Mt-Agel en employant simultanément les diversités d'espace et de fréquence. Nous rappelons les caractéristiques essentielles de ce trajet :

— distance 230 km ;

— Mt-Agel : altitude 1140 m excellent dégagement ;

— La Punta : altitude 750 m excellent dégagement ;

— en atmosphère standard le rayon direct passe à 180 m au-dessus de la mer.

Les variations du champ sont attribuées habituellement à un certain nombre de phénomènes physiques qu'on peut classer grossièrement en trois groupes suivant la manière dont ils affectent la réception.

(1) Communication présentée en séance de section à la Société des Radioélectriciens le 3 juin 1955.

1º Les premiers provoquent un affaiblissement du champ dans une zone étendue de réception en détournant une grande partie de l'énergie destinée au récepteur hors de son chemin normal ; par exemple sur la liaison étudiée une couche d'inversion située à une altitude intermédiaire entre celles de l'émetteur et du récepteur peut dévier le faisceau de rayons vers le bas (fig. 1 *a*). On peut s'attendre à ce que ces affaiblissements soient d'assez longue durée, de l'ordre de quelques heures en général.

2º Le deuxième groupe comprend les phénomènes d'interférence ; plusieurs rayons ayant suivi des trajets différents se composent en grandeur et en phase. Leurs effets sont beaucoup plus localisés ; ainsi dans le cas simple de l'interférence entre le rayon direct et le rayon réfléchi, le champ au Mt-Agel a une structure d'ondes stationnaires et la longueur d'onde dans le sens vertical (ou la distance interfrange) est de 60 m pour une émission à 3 000 Mc/s .C'est-à-dire que deux récepteurs dont l'altitude diffère de 30 m sont en opposition de phase, l'un étant en un ventre de champ lorsque l'autre est dans un nœud. Les structures réelles sont évidemment beaucoup plus complexes ; par exemple un troisième rayon provenant d'une couche d'inversion peut venir interférer avec les deux premiers (fig. 1 *b*). Ces phénomènes donnent lieu à des variations du champ plus rapides que les premiers.

3º Enfin dans une troisième catégorie, on peut placer les variations du champ causées par les irrégularités de l'indice de réfraction présentes un peu partout dans l'atmosphère, soit qu'il s'agisse de réflexions partielles sur des couches minces, sièges d'une variation très rapide de l'indice soit qu'il s'agisse d'une diffusion de l'énergie par une turbulence à peu près isotrope. On admet que le

champ résultant étant la somme d'un grand nombre de petites composantes relativement indépendantes est caractérisé par une amplitude moyenne sensiblement inférieure au niveau d'espace libre et des fluctuations d'allure incohérente (fig. 1 *c*).

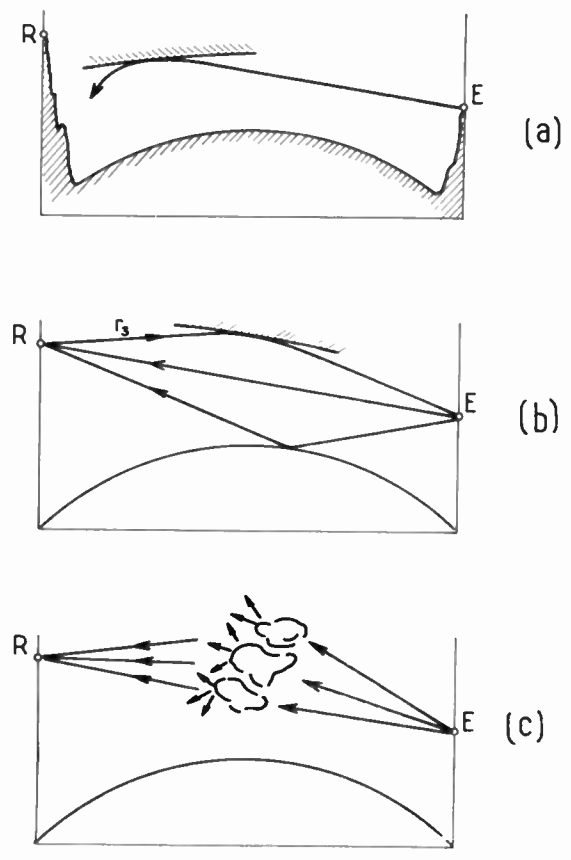


FIG. 1.

— Pour atteindre le but que nous nous étions fixé il aurait été souhaitable de disposer de moyens d'analyse de la situation météorologique ; en particulier il aurait été intéressant de connaître la distribution de l'indice de réfraction dans le plan vertical Emetteur-Récepteur et de suivre l'évolution de cette distribution au cours du temps. Pour cela il aurait fallu entreprendre des sondages par avion tels qu'ils ont été faits par la division « Hyperfréquences » du C. N. E. T. en 1953. Malheureusement nous n'avons pu disposer à nouveau du même matériel et nous avons dû nous contenter d'utiliser en tant que cadre d'explication d'une part les « cartes d'indice » au nombre d'une douzaine relevées en 1953 d'autre part des résultats très généraux concernant les caractéristiques des rayons réfractés par une couche d'inversion. Ceux-ci peuvent être résumés dans le tableau 2 construit pour un émetteur et un récepteur situés à la même hauteur de 900 m et distants de 200 km. Le gradient « standard » de l'indice modifié $N = (n - 1)\ 10^6$ étant de 0,04 par m, ce tableau donne pour des couches de gradient supérieur à cette valeur et situées à différentes hauteurs :

— l'angle α du rayon réfracté avec le rayon direct ;

— la différence de chemin optique l entre ces deux rayons.

Il peut être intéressant de noter aussi l'épaisseur de la couche nécessaire ou ce qui revient au même la variation ΔN de l'indice entre le niveau supérieur et le niveau inférieur.

On voit que pour une couche de gradient 0,10 par m qui ne correspond pas encore à une inversion au sens radioélectrique du terme située à 1 000 m l'angle est de 8′ et l de 13 cm ; au-dessus de cette altitude une telle couche ne courbe pas suffisamment le rayon pour le renvoyer vers le récepteur.

TABLEAU 2

Grad. N	ΔN	h	α	l	$\Delta\varphi$ (22 m)	$\Delta\varphi$ 60 Mc/s	$\Delta\varphi$ (9 m)	$\Delta\varphi$ (150 Mc/s)	
Standard0, 04/m					72°	17°	30°	42°	rayon réfléchi
0,10/m	6	1 000 m 1 000 m	8′	13 cm	200°	10°	80°	25°	
0,15/m	1 18	1 000 m 1 250 m 1 250 m	4′ 18′	10 cm 80 cm	100° 2π + 70°	7° 56°	40° 100°	17° 135°	
0,25/m	0,7 9 60	1 000 m 1 250 m 1 500 m 1 500 m	3′ 14′ 35′	10 cm 1 cm 3 m	75° 2π 4π + 150°	7° 70° 210°	30° 145° 2π	17° 170° 2π + 165°	

Une couche de gradient 0,15 par m est inefficace au-dessus de 1 250 m ; à cette altitude elle fournit un rayon dont l'angle α est de 18′ et le « l » de 80 cm ; le ΔN correspondant est de 18.

Une couche de gradient 0,25 m est inefficace au-dessus de 1 500 m ; à cette altitude $\alpha = 35'$ et $l = 3$ m mais le ΔN nécessaire est de 60. Or, les inversions où le ΔN atteint une valeur aussi élevée sont très rares et on ne peut expliquer l'allure courante du champ en faisant appel à un tel phénomène.

Pratiquement on peut s'attendre à ce que les angles d'arrivée ne dépassent guère 10 à 20 minutes et les différences de chemin optique 1 mètre.

Nous n'avons considéré jusqu'à présent que des variations d'indice dans le sens vertical et nous avons admis implicitement que les gradients d'indice sont à peu près verticaux ; c'est une hypothèse classique qui semble en bonne concordance avec les résultats des sondages par avion, malgré l'aspect tourmenté des « cartes d'indice » qu'on en a tirées ; il ne faut pas oublier que la dilatation des ordonnées fausse la pente des courbes représentées. Un examen attentif de ces cartes montre que la composante horizontale du gradient est en général faible.

Toutefois dans certaines circonstances particulières comme le passage d'un front, dont parle M. Misme dans son article, ces variations horizontales peuvent être à l'origine de perturbations importantes du champ.

Dispositif expérimental.

Le matériel radioélectrique dont nous disposons a été décrit dans les articles cités. Nous indiquons seulement les ensembles que nous utilisons dans l'expérience actuelle.

Sur 10 cm nous avons à La Punta deux émetteurs ; au Mt-Agel deux récepteurs capables de recevoir alternativement deux signaux à deux fréquences différentes au moyen d'une commutation convenable à la cadence de une par seconde.

Nous avons fait simultanément de la diversité de fréquence et de hauteur. Sur 70 cm nous disposons d'un émetteur à La Punta et de deux récepteurs doubles comme les précédents, la commutation portant cette fois sur les aériens de sorte qu'un récepteur permet l'enregistrement du champ au voisinage de deux aériens séparés par une cinquantaine de mètres.

Sur cette dernière longueur d'onde nous avons fait de la diversité transversale, les récepteurs étant répartis de cinquante mètres en cinquante mètres sur un axe à peu près perpendiculaire au plan vertical Emetteur-Récepteur.

Nous avons adopté des vitesses d'enregistrement assez rapides (600 mm/h et 240 mm/h) pour mieux faire ressortir l'allure des variations du champ et pour atténuer les effets du défaut de synchronisme des enregistreurs.

Comparaison des diversités de hauteurs et de fréquences.

Avant de décrire les premières observations faites il est utile de comparer les comportements des diversités de fréquence et de hauteur lorsque deux ondes planes interfèrent.

Soient :

L_1 la longueur du chemin optique suivi par l'Onde O_1 (par ex. rayon direct) ;

L_2 la longueur du chemin optique suivi par l'onde O_2 ;

$l = L_1 - L_2$ la différence de chemin optique ;

α l'angle des plans d'onde au récepteur ;

$\varphi = 2\pi \dfrac{l}{\lambda}$ le déphasage entre les deux ondes.

Nous devons étudier les variations de ce déphasage φ pour une différence d'altitude Δh entre les deux récepteurs ou un écart de fréquence Δf entre les deux signaux reçus par chacun des récepteurs.

Il apparait sur la figure 3 que $\Delta\varphi_{(\Delta h)}$ ne dépend que de l'angle α des deux rayons.

$$\Delta\varphi_{(\Delta h)} = 2\pi\alpha\frac{\Delta h}{\lambda}$$

Au contraire :

$$\Delta\varphi_{(\Delta f)} = 2\pi\frac{l}{\lambda}\frac{\Delta f}{f_0}$$

ne dépend que de la différence des chemins optiques.

Théoriquement l'utilisation des deux diversités permettrait donc de connaître l'angle d'arrivée et la différence de chemin optique de deux ondes planes qui interfèrent.

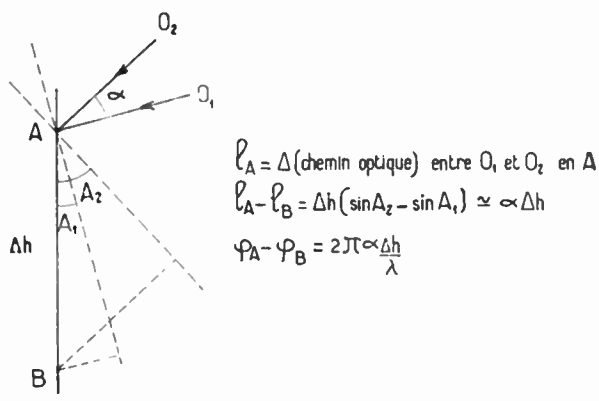


Fig. 3.

Au Mt-Agel nous avons placé nos deux récepteurs 10 cm à 22 m l'un de l'autre et notre écart de fréquence Δf est de 60 Mc/s, le dispositif de réception double ne permettant pas un écart de fréquence supérieur.

Si l'on prend le cas de la combinaison du rayon direct et du rayon réfléchi en désignant par h_E et h_R les hauteurs de l'émetteur et du récepteur au-dessus du plan tangent au point de réflexion, on a :

$$\alpha = \frac{2\,h_E}{d} \qquad \Delta\varphi_{(\Delta h)} = \frac{4\,\pi\,h_E\,\Delta h}{d} \qquad l = \frac{2\,h_E h_R}{\lambda d}$$

pour une atmosphère standard

$$h_E = 100 \text{ m} \qquad h_R = 260 \text{ m}$$

l'écart de phase $\Delta\varphi$ a les valeurs suivantes :

$$\Delta\varphi_{(22\text{m})} \simeq 72^\circ$$
$$\Delta\varphi_{(60\text{Mc/s})} \simeq 17^\circ$$

On peut aussi compléter le tableau 2 en calculant les valeurs de $\Delta\varphi$ pour les différents rayons réfractés (colonnes 5 et 6). On remarque que le « pouvoir séparateur » de notre diversité de fréquence à 60 Mc/s est beaucoup plus faible que celui de notre diversité de hauteur à 22 m. Cela présente certains inconvénients lorsqu'il s'agit de comparer les enregistrements obtenus ; heureusement au cours des années précédentes on avait fait des essais de diversité de hauteur avec $\Delta h = 9$ m et de fréquence avec un écart de 150 Mc/s. Bien que ces essais n'aient pas eu lieu simultanément, leurs résultats ont permis de préciser certaines observations. Nous donnons dans les colonnes 7 et 8 du tableau 2 les valeurs d'écart de phase correspondantes.

Si on examine l'ensemble du tableau 2 on tenant compte de ce qui a été dit plus haut, on peut conclure que l'écart de phase ne doit que rarement dépasser 2π pour $\Delta h = 22$ m et π pour les autres diversités.

Résultats obtenus au cours du premier mois d'essais.

On pourrait penser que le dispositif que nous avons adopté permet de séparer assez facilement les affaiblissements appartenant au premier groupe signalé plus haut des autres variations du champ. En réalité le phénomène se présente rarement d'une manière aussi brutale que le laisse croire la fig. (1 *A*) et il faut une comparaison minutieuse des divers enregistrements pour le mettre en évidence sans doute possible. Jusqu'à présent nous n'avons pas rencontré de cas très apparents.

Au cours de cette première analyse nous avons d'abord porté notre attention sur le type de champ qu'on rencontre le plus souvent. Sur le 10 cm l'allure la plus courante du champ est représentée sur les enregistrements de la fig. 4. On peut la décrire ainsi :

On aperçoit une variation lente qui s'étend sur des périodes de quelques minutes à une dizaine de minutes, l'écart entre Max. et Min. pouvant varier de 5 à 20 décibels environ. A cette variation lente se superpose une fluctuation plus rapide dont la durée des oscillations est inférieure à la minute et dont l'amplitude n'excède pas 2 à 3 dB. De temps à autre et en général lorsque le niveau moyen est bas on aborde des fluctuations plus rapides encore (quelques secondes de période) et surtout plus profondes, de 10 à 30 dB. On observe ce type de champ à peu près 90% du temps, ce chiffre n'étant bien entendu qu'une estimation. Le reste du temps est partagé entre les deux types extrêmes : champ à peu près stable dont les fluctuations sont beaucoup plus lentes et moins importantes bien qu'il se produise parfois des évanouissements brusques de 20 à 30 dB ; champ très variable.

Si on compare maintenant les divers enregistrements on observe que :

1° Les variations lentes et les fluctuations de faible amplitude sont souvent parfaitement semblables et synchrones sur les enregistrements en diversité de fréquence (Fig. 4 (*a*) enregistrements *A* et *B* d'une part, *C* et *D* d'autre part — $\Delta f = 60$ Mc/s — et fig. 4 (*b*) enregistrements *A* et *B* $\Delta f = 150$ Mc/s).

2° En diversité de hauteur au contraire il n'y a que des analogies dans les allures du champ mais il est rare de rencontrer des similitudes dans le détail, cela apparaît sur la fig. 4 (*a*) lorsqu'on rapproche les enregistrements *A* et *C* ou *B* et *D* faits à deux altitudes différant de 22 m.

On pourrait croire que l'explication de ce fait se trouve dans le déséquilibre entre les pouvoirs séparateurs des deux diversités que nous avons signalé plus haut, mais le dépouillement des courbes correspondant à $\Delta f = 150$ Mc/s et $\Delta h = 9$ m semble confirmer ce résultat.

3° Que ce soit en diversité de fréquence ou de hauteur les enregistrements n'ont plus aucune similitude dans les périodes de fluctuation rapides et profondes.

Peut-on expliquer ces faits expérimentaux au moyen des phénomènes envisagés au début de l'exposé ?

On remarque tout d'abord que l'hypothèse des trajets multiples rend difficilement compte des petites fluctuations du champ ; il faut en effet pour cela que les variations de phase relatives des ondes composantes soient très rapides et on comprend que cela impose des différences de trajet entre ces ondes assez grandes devant la longueur d'onde ; le tableau 2 montre que ces différences de trajet atteignent rarement une dizaine de λ, ce qui ne semble pas suffisant pour expliquer des variations de durée inférieure à la minute au moyen d'un petit nombre de composantes.

Si on multiplie le nombre de composantes de petite amplitude on aboutit nécessairement aux phénomènes du type diffusion avec variations incohérentes du champ et ce sont les similitudes observées dans les enregistrements en diversité de fréquence qu'on ne peut plus expliquer.

Il semble plus plausible d'attribuer aux phénomènes de diffusion les fluctuations plus rapides et plus profondes qui alternent avec la variation lente.

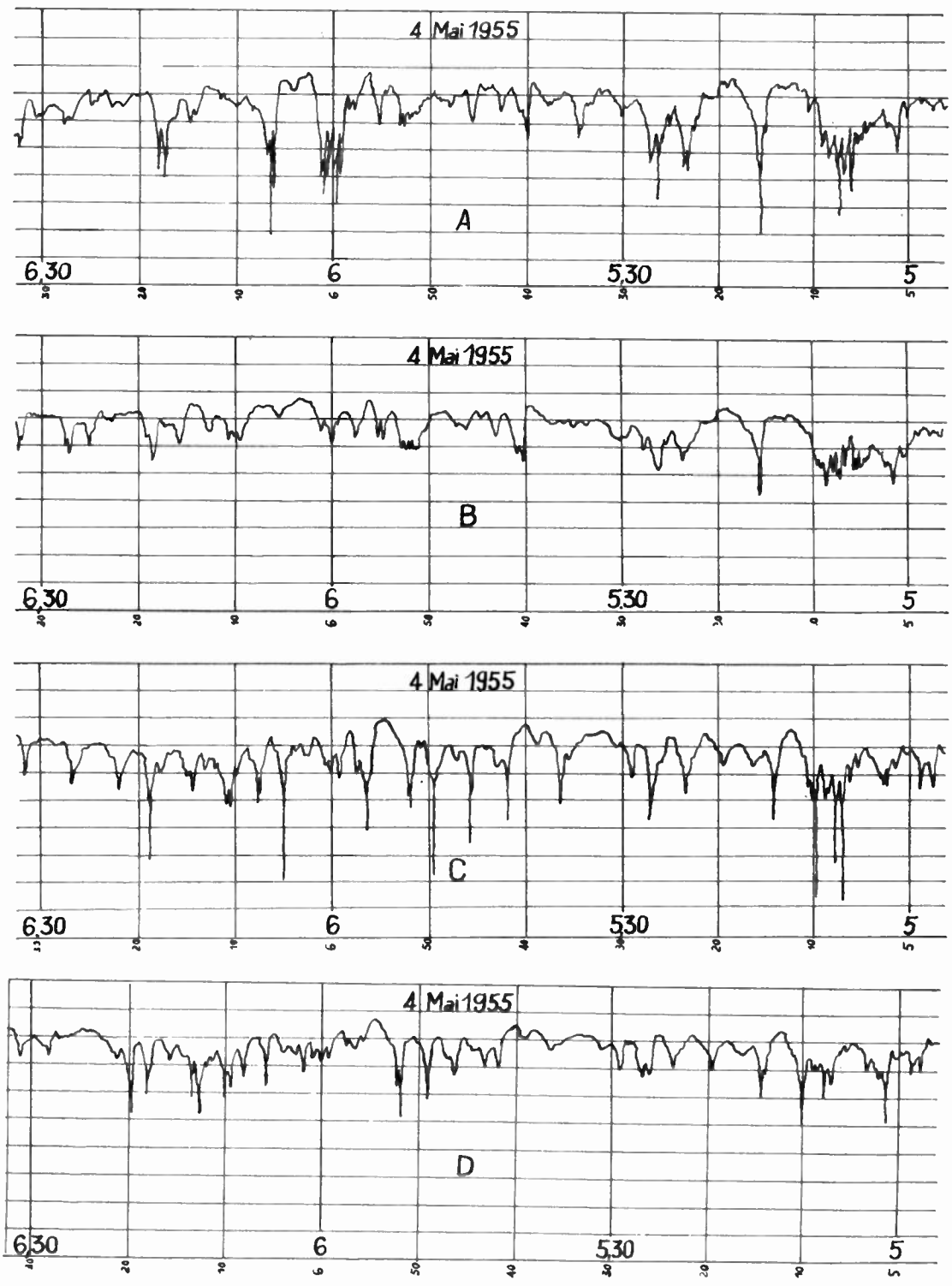


FIG. 4. *a*.

Là encore cependant tout n'est pas clair ; nous avons dit que ces fluctuations se présentent parfois sans qu'il y ait une hausse sensible du champ moyen ; or la diffusion liée à la turbulence atmosphérique dans toute la zone qui sépare l'émetteur du récepteur ne peut prendre brutalement une grande ampleur et s'atténuer à nouveau quelques minutes après.

Enfin un troisième fait est rebelle à l'interprétation classique, c'est la différence de comportement des diversités de hauteur et de fréquence même lorsqu'elles ont des pouvoirs séparateurs comparables. L'absence fréquente de similitude entre les fluctuations du deuxième ordre sur les enregistrements en diversité de hauteur lorsqu'elle apparaît

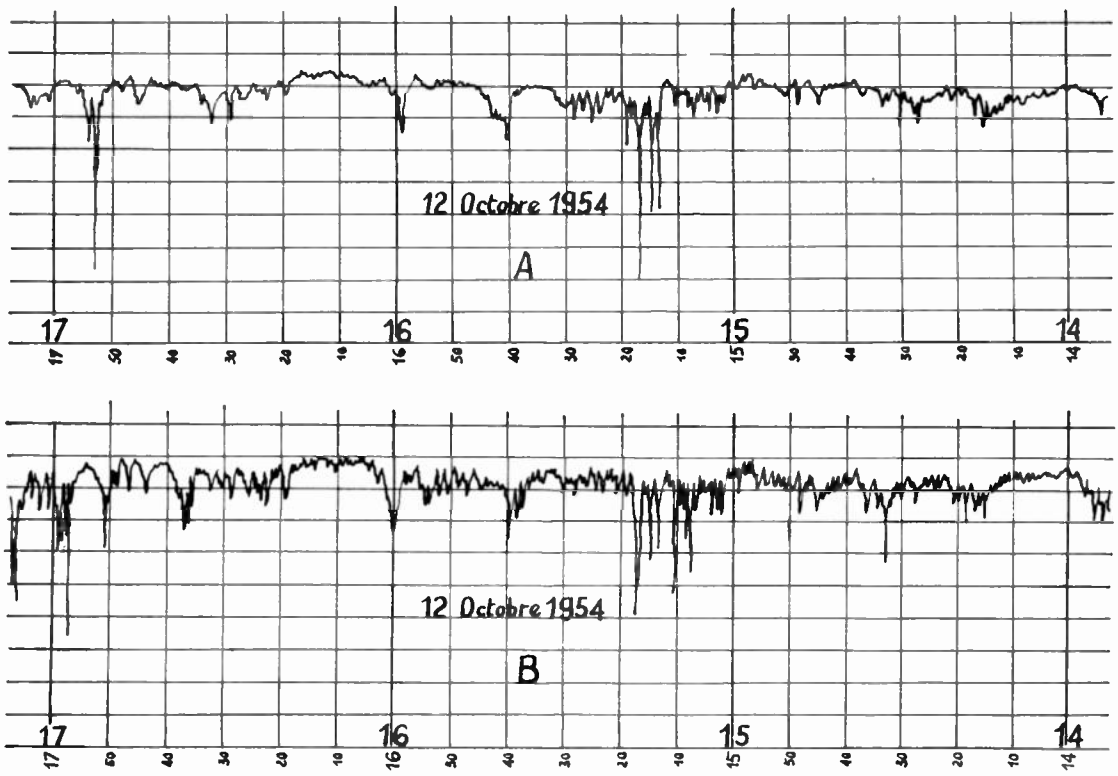


FIG. 4. *b*.

en diversité de fréquence nécessite l'intervention de phénomènes auxquels on a attribué un rôle peut-être trop secondaire jusqu'à présent. Le plus simple de ceux-ci semble être l'effet de focalisation ou de convergence des rayons.

Avant d'en faire une analyse sommaire il faut dire un mot des essais sur 70 cm. Ceux-ci ont commencé un peu en retard de sorte que le dépouillement n'en est pas très avancé. La diversité transversale avait pour but entre autres de vérifier la légitimité de l'hypothèse du gradient d'indice vertical. En fait on a observé des différences assez importantes entre les enregistrements mais nous ne savons pas encore s'il ne faut pas les attribuer aux légères différences de hauteur imposées par le terrain de réception.

Effets de focalisation.

Lorsqu'on parle d'ondes planes et de rayons on suppose implicitement que la répartition du flux dans un plan d'ondes est homogène. Cependant les ondes qui parviennent au récepteur après avoir traversé une atmosphère de structure irrégulière ne sont pas planes mais « quasi planes », bien que la surface d'ondes soit très voisine d'un plan les effets de convergence ou de divergence subis par les rayons font que la répartition du flux d'énergie sur cette surface est assez variable. L'énergie captée par l'aérien est donc plus ou moins grande suivant qu'il se trouve dans une zone de convergence ou de divergence des rayons (figure 5 c).

Pour étudier ces phénomènes par les voies de l'optique géométrique, il faut porter son attention sur la famille de rayons qui contribuent à l'apport d'énergie au récepteur. On peut faire un calcul approché dans le cas où le gradient de l'indice de réfraction est vertical et où les rayons font des angles petits avec le plan horizontal.

On sait que la théorie des rayons conduit à exprimer la courbure du rayon en chaque point par

$$\frac{d\alpha}{ds} = \frac{\overline{\text{grad } n} \cdot \overline{l}}{n} \quad \text{(fig. 5)}.$$

α étant l'angle du rayon avec une direction fixe du plan vertical Emetteur-Récepteur par exemple la direction initiale du rayon.

Avec les hypothèses faites

$$\overline{\text{grad } n} \cdot \overline{l} \# \text{grad } n \# \frac{dH}{dn}$$

$$\frac{dx}{ds} \# \frac{dn}{dH}$$

Considérons maintenant ce qui se passe dans un plan perpendiculaire à l'axe Emetteur-Récepteur à la distance x_0 de l'émetteur ; ce plan est à peu près une surface d'onde. Un rayon issu de l'émetteur est courbé par la réfraction, au lieu d'atteindre le

point M_1 correspondant au cas de la propagation rectiligne il parvient au point M'_1. On posera :

$$H_{M'_1} - H_{M_1} = h$$

Un deuxième rayon très voisin du premier, faisant à l'origine l'angle $\Delta\alpha_0$ avec lui atteindra le point M'_2 au lieu du point M_2 ; par suite de l'inégalité

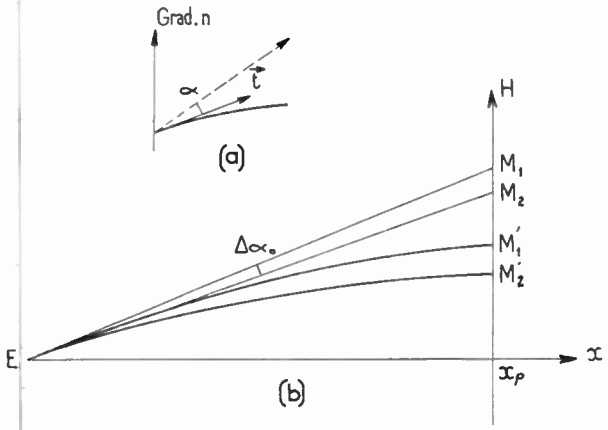


FIG. 5 *a* et 5 *b*.

des gradients d'indice rencontrés sur leurs trajets par les deux rayons, $H_{M'_2} - H_{M_2}$ sera différent de h.

On posera :

$$H_{M'_2} - H_{M_2} = h + y$$

la quantité y caractérise l'effet de focalisation ; en première approximation le rapport du flux d'énergie reçue par un aérien dont la surface équivalente est vue de l'émetteur sous un angle voisin de $\Delta\alpha_0$ au flux d'énergie reçue par le même aérien dans le cas d'une onde plane homogène est donné par :

$$\Phi = \frac{w}{w_0} = \left| \frac{M_1 M_2}{M'_2 M'_2} \right| = \left| \frac{x\rho\, \Delta\alpha_0}{x\rho\, \Delta\alpha_0 + y} \right|$$

Il faut évaluer h et y ; le calcul de h fournit le trajet suivi par le rayon. Dans le cadre des hypothèses que nous avons faites, on peut confondre l'arc de courbe s avec l'abscisse x, il vient :

$$h = \int_o^{x\rho} \alpha(x)\, dx \quad \text{avec} \quad \alpha(x) = \int_o^x \left(\frac{d\alpha}{dx}\right) dx = \int_o^x \text{grad } n\,(x)\, dx$$

$$h(x\rho) = \int_o^{x\rho} dx \int_o^x \text{grad } n\,(x)\, dx$$

$$= \int_o^{x\rho} (x\rho - x)\, \text{grad } n\,(x)\, dx = \int_o^{x\rho} (x\rho - x) \frac{dn}{dH}(x)\, dx$$

Pour calculer $y(x_\rho)$ on supposera que la variation de l'indice est suffisamment régulière pour que sa dérivée seconde par rapport à H soit constante entre les deux rayons voisins ; en réalité cette hypothèse demande a être confirmée par des mesures météorologiques fines.

Il vient alors en désignant par Δ (grad n) la variation du gradient du premier au deuxième rayon dans le plan d'abscisse x

$$y(x\rho) = \int_o^{x\rho} (x\rho - x)\, \Delta \text{ grad } n\,(x)\, dx$$

$$y(x\rho) = \int_o^{x\rho} (x\rho - x) \frac{d^2n}{dH^2} [x\, \Delta\alpha_0 + y(x)]\, dx \qquad (10)$$

L'équation intégrale à limite variable ainsi obtenue est équivalente à une équation différentielle du deuxième ordre à laquelle conduisent deux dérivations successives par rapport à $x\rho$

$$y'' - p(x)\, y - x\, \Delta\alpha_0\, p(x) = 0 \qquad (11)$$

en posant :

$$\frac{d^2n}{dH^2} = p(x)$$

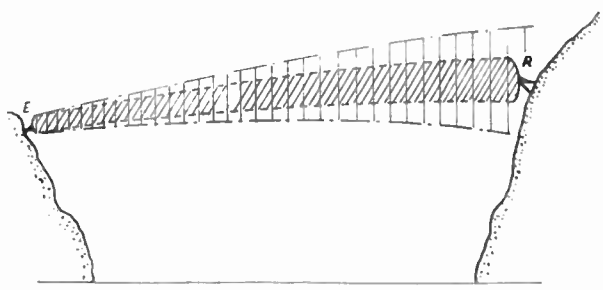


FIG. 5 *c*.

la solution cherchée est celle qui correspond à $y(0) = y'(0) = 0$.

Qu'on utilise l'une ou l'autre des deux formes (10) et (11) il faut connaître d'une part le trajet suivi par le rayon, d'autre part la valeur de $\frac{d^2n}{dH^2}$ le long de ce trajet pour évaluer l'importance de l'effet de focalisation.

Les relevés de courbes d'égal indice au moyen de sondages par avion comportent deux causes d'erreurs ; la première réside dans l'imperfection des appareils de mesure, dont la constante de temps risque d'être trop grande et d'atténuer les variations réelles. La deuxième provient du fait que les mesures sont trop espacées pour connaître la structure fine de l'indice. Cependant si comme on l'a dit on fait l'hypothèse que la variation de l'indice en fonction de la hauteur est assez régulière, on peut tirer partie des « cartes d'indice ». Le problème est alors de

déterminer les moyens de calcul numérique ou analogique propres à résoudre les équations (10) ou (11).

Un cas particulièrement simple est celui où la dérivée seconde de l'indice est constante le long du trajet ; il s'agit en somme d'un modèle d'atmosphère analogue au modèle standard mais l'approximation est parabolique au lieu d'être linéaire.

L'équation (11) s'intègre

A) $$\frac{d^2n}{dH^2} = K \geqslant 0 \quad \text{(divergence)}$$

$$y'' - Ky - K\,\Delta\alpha_0\, x = 0$$

$$y = \Delta\alpha_0 \left(\frac{\sqrt{K}\,x}{sh\,\sqrt{K}\,x} - x \right)$$

(y est du signe de $\Delta\alpha_0$ divergence)

l'effet de focalisation correspondant s'exprime par

$$\Phi = \frac{\sqrt{K}\,x}{sh\,\sqrt{K}\,x}$$

pour les faibles valeurs de $\sqrt{K}\,x$ $y \sim \dfrac{\Delta\alpha_0 K x^3}{6}$

B) $$\frac{d^2n}{dH^2} = K < 0 \quad \text{(convergence)}$$

posons :

$$K = -\chi^2$$

$$y = \Delta x_0 \left(\frac{\sin \chi x}{\chi} - x \right)$$

l'effet de focalisation s'exprime par

$$\Phi = \frac{\chi x}{\sin \chi x}$$

pour les faibles valeurs de χx $y \sim \dfrac{\Delta\alpha_0 K x^3}{6}$

Le domaine de validité de la solution est limité aux valeurs de $x < \dfrac{\pi}{\chi}$ pour laquelle les deux rayons se croisent.

Interprétation de certains faits expérimentaux au moyen de la focalisation.

1° Cette théorie permet d'expliquer en partie la rapidité des fluctuations du signal reçu ; en effet, dans une atmosphère perturbée, il suffit de faibles variations locales de la distribution de l'indice pour modifier sensiblement le signal par suite de l'effet d'accumulation le long du trajet.

Lorsque le phénomène de focalisation se superpose à l'interférence de deux ondes, par exemple,

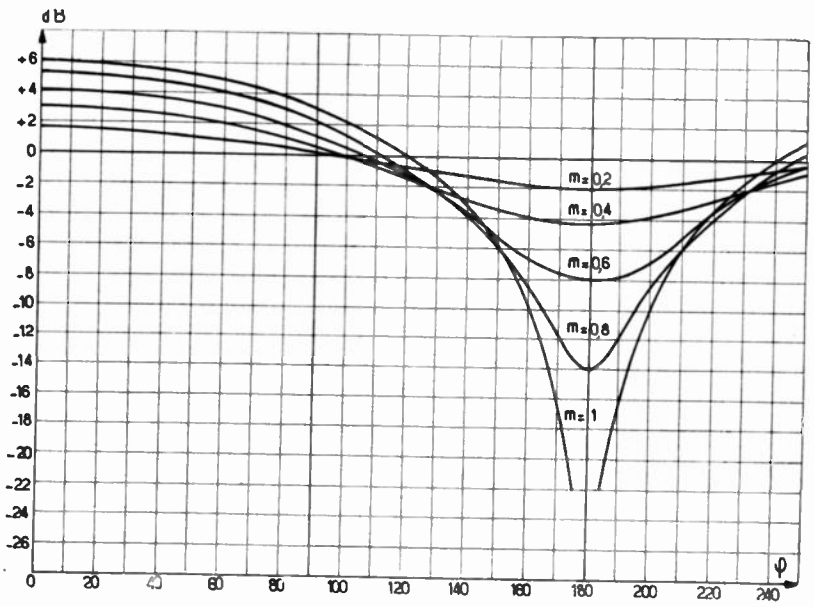


FIG. 6.

l'onde directe et l'onde réfléchie, il accentue les variations du signal résultant. On peut construire le diagramme donnant l'amplitude du signal résultant de l'interférence de deux ondes en fonction du déphasage φ des deux ondes en prenant pour référence l'amplitude de l'onde de plus grande amplitude et pour paramètre m l'amplitude relative de la seconde (fig. 6).

On voit qu'une défocalisation du rayon direct équivaut à une augmentation de m et peut entraîner un affaiblissement important si le déphasage φ est assez voisin de $(2K + 1)\pi$; il en est de même d'une focalisation du rayon réfléchi.

2° La différence de comportement que l'on a observée entre les diversités de fréquence et de hauteur s'interprète également. Dans le premier cas les trajets sont à peu près identiques et les deux signaux reçus subissent les mêmes effets de focalisation. Il n'en est pas toujours de même pour deux aériens dont l'altitude diffère d'une dizaine de mètres.

Cependant cette théorie est loin de tout expliquer, en particulier, même lorsqu'on lui associe la théorie des trajets multiples, elle ne rend pas compte des effets sélectifs qu'on observe si fréquemment lors des fluctuations rapides et profondes du signal. D'ailleurs elle n'est qu'une extension de l'optique géométrique et il ne faut pas oublier que celle-ci ne constitue une approximation valable pour les ondes radioélectriques que sous deux conditions (voir par ex. Propagation of short Waves — Kerr — Collection du M.I.T., vol. n° 13).

La première exprime que le gradient d'indice ne doit pas trop varier entre deux points séparés par une distance voisice de la longueur d'onde ; par conséquent on exclut ainsi les réflexions partielles sur les « discontinuités » d'indice et les champs de diffusion.

La seconde impose que les effets de focalisation ne soient pas trop intenses ou plus précisément qu'on ne se trouve pas dans des zones de caustique pour les rayons.

Conclusion.

L'hypothèse des trajets multiples est nettement insuffisante pour expliquer les variations du champ. Si on lui adjoint les effets de focalisation, on éclaircit un certain nombre de points concernant en particulier la diversité d'espace et de fréquence, mais toutes les fluctuations rapides où se manifestent des effets fortement sélectifs sont encore obscures. Deux voies d'interprétation n'ont pas encore été suffisamment étudiées :

La première fondée sur les irrégularités de l'indice dans l'atmosphère demande avant tout des mesures météorologiques précises.

La deuxième consiste dans l'analyse de ce qui se passe au voisinage des caustiques au moyen d'une théorie appropriée.

ÉTUDE DE L'INFLUENCE DE LA TURBULENCE ATMOSPHÉRIQUE SUR DES LIAISONS MÉDITERRANÉENNES EN ONDES ULTRA-COURTES (1)

PAR

François du CASTEL

Ingénieur des Télécommunications
au C.N.E.T. (L.N.R.)

I. Caractéristiques géographiques et radioélectriques des liaisons étudiées.

Les liaisons , qui servent de base à cette étude, ont fonctionné entre la Corse et la côte méditerranéenne durant les années 1953 à 1955 [1] [2].

Les émetteurs étaient situés en Corse sur un sommet voisin d'Ajaccio (La Punta alt. 760 m), les récepteurs sur le Continent à diverses altitudes (Fort du Mont Agel alt. 1 140 m, Fort de la Tête de Chien alt. 570 m, Musée Océanographique de Monaco alt. 80 m). Les caractéristiques géographiques des liaisons figurent sur le tableau I.

Les coupes des trajets sont représentées sur la figure 1 avec un rayon fictif de la terre de $4a/3$. La situation géographique des liaisons est représentée sur la carte, figure 2.

***

Les caractéristiques radioélectriques des liaisons sont indiquées sur le tableau II, où les grandeurs sont exprimées en dB.

Les aériens utilisés étaient pour le 70 cm, à l'émission une parabole de diamètre 3 m, à la réception des doubles yagis, à 7 éléments ; pour le 22 cm des cornets ; pour le 10 cm des paraboles de diamètre 1,80 m. Les angles caractérisant les diagrammes de rayonnement (pour les liaisons en-dessous de l'horizon) ont les valeurs indiquées au tableau III. (angle d'ouverture horizontal et vertical à demi-puissance).

La puissance recevable en espace libre et la marge

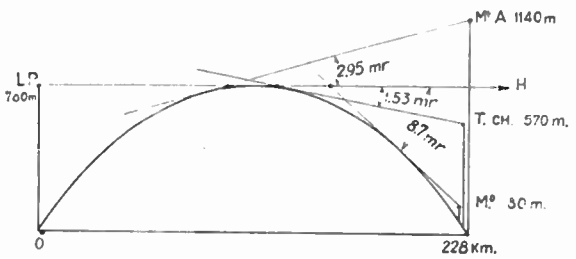


FIG. 1. — Coupe des liaisons (terre radioélectrique $4/3$).

théorique de réception en-dessous de cette valeur juqu'au bruit théorique sont, en exprimant par les symboles majuscules les valeurs en dB des grandeurs

(1) Communication présentée en séance de section à la Société des Radioélectriciens le 3 juin 1955.

TABLEAU I

Caractéristiques géographiques des liaisons

Emission	Hauteur h m	Réception	Hauteur h m	Distance d km	Angle des horizons 0 millirad	Longueur d'onde λ cm	Fréquences Mc/s
La Punta	760	Mt Agel	1 140	228	− 3	70, 22, 10	432
		T. de Chien	570	225	1,5	70, , 10	3 150
		Monaco	80	224	8,7	70	1 400

TABLEAU II
Caractéristiques radioélectriques des liaisons

	Lgr d'onde dB /m	Puissance d'émission P dB /W	Gain aérien émission G dB /dipôle	Gain aérien réception G dB /dipôle	(Distance) 2 D dB /km	Bde pass. D dB /kc /s	Fact. de Bruit F dB
70 cm	– 3	15	18	13	47	10	10
22 cm	–13	23	23	23	47	30	15
10 cm	–20	3	33	33	47	25	13

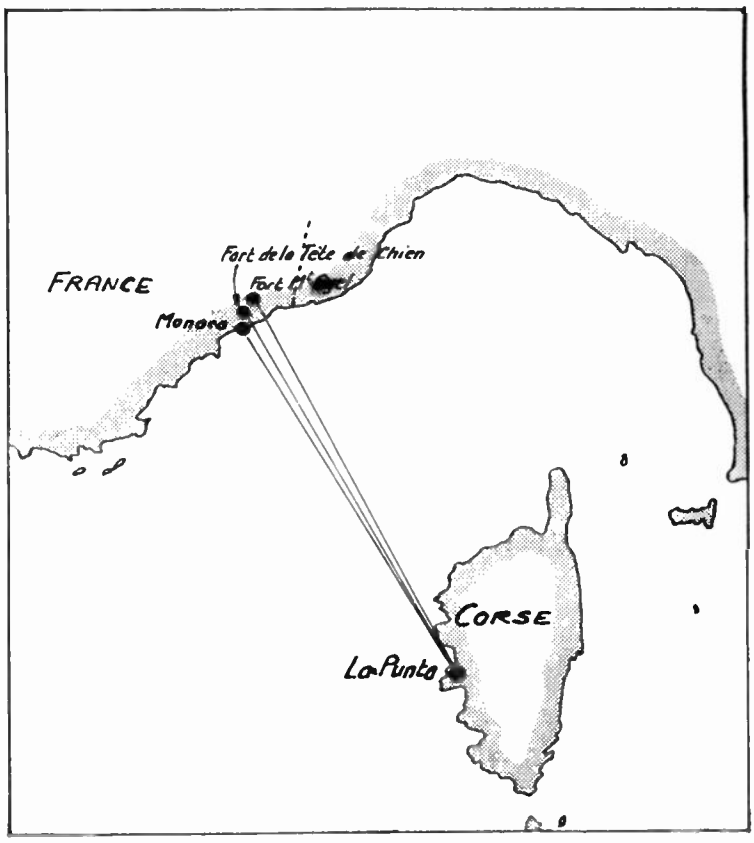


FIG. 2. — Situation géographique des liaisons.

dans les mêmes unités pratiques que celles du tableau II (Puissance de réception en dB /mW).

$$P_0 = -52 + P_e + G_e + G_r + 2A - 2D$$

$$P_0 - P_b = 92 + P_e + G_e + G_r + 2A - 2D - B - F$$

	70 cm	22 cm	10 cm
Puissance espace libre	— 56	— 43	— 50 dB /mW
Marge de réception	68	56	56 dB

II. Caractéristiques des champs attribuées à l'influence de la turbulence atmosphérique.

Les bandes enregistrées aux diverses réceptions se présentent sous des aspects assez variés. On peut raisonnablement penser que l'apparition de scintillation est caractéristique des effets de la turbulence, même si d'autres phénomènes peuvent intervenir, et s'efforcer de dégager les enregistrements affectés de scintillation aux trois stations de réception.

A la station la plus basse (Monaco) où seule fonctionnait une liaison sur 70 cm, les enregistrements,

TABLEAU III
Lobes des aériens

	angle horizontal α	angle vertical β
70 cm émission	0,07 rad. (4°)	0,07 rad. (4°)
réception	0,16 rad. (9°)	0,07 rad. (4°)
10 cm émission et réception	0,035 rad. (2°)	0,035 rad. (2°)

dont des aspects caractéristiques sont décalqués sur les figures 3, font apparaître deux types de propagation principaux.

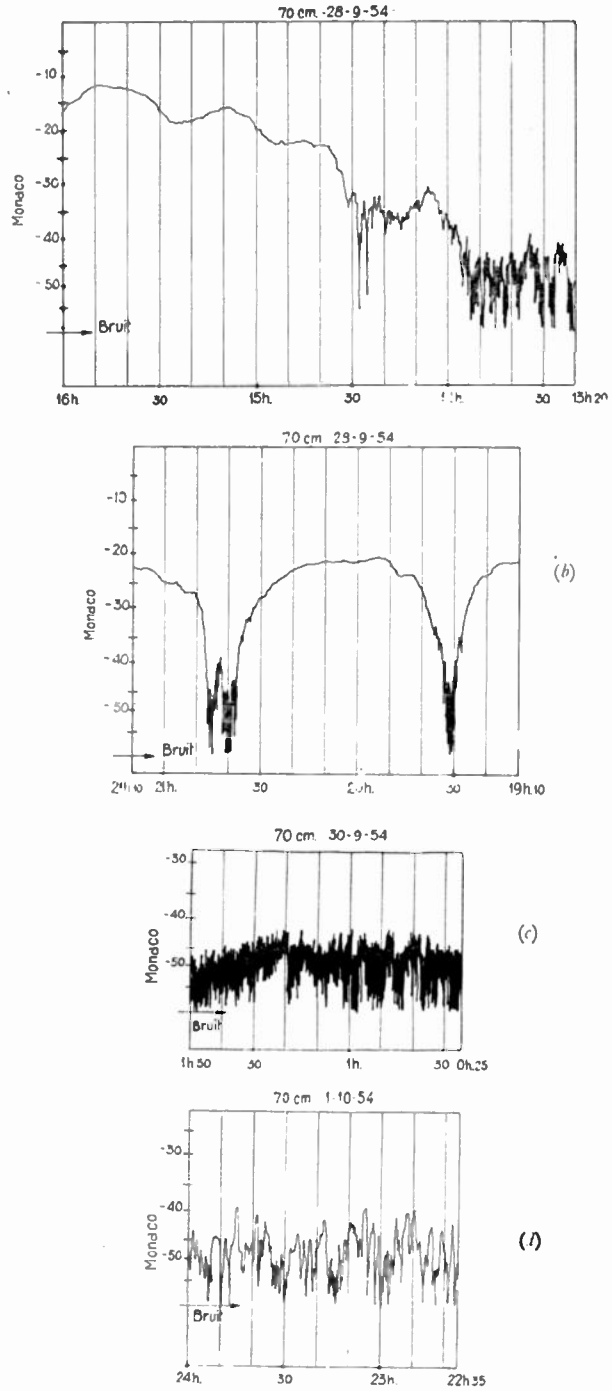


FIG. 3. — Types d'enregistrements observés à Monaco sur 70 cm.

(1) Soit un champ assez élevé et assez stable, jusqu'à 10 dB au-dessous de l'espace libre (fig. 3*a* après 15 h 30), parfois affecté d'évanouissements (fig. 3 *b*) dont le creux est fluctuant au-dessous de 15 dB.

(2) Soit un champ bien plus faible (fig. 3*a* avant 14 h) et fluctuant. Son niveau moyen varie entre — 45 et — 55 dB, les fluctuations pouvant d'ailleurs être plus ou moins rapides et d'amplitude variable (fig. 3*c* et 3*d*).

Il est plausible de penser que ce dernier type de champ est dû à une propagation derrière l'horizon, au-delà de la zone de diffraction sphérique (qui donnerait un champ de — 63 dB pour une réfraction standard), par diffusion liée à la turbulence atmosphérique. Cette propagation serait la propagation normale, laquelle peut être masquée par un champ plus fort provenant d'un autre phénomène (super réfraction, guidage, réfraction sur une couche d'inversion élevée, influence d'une couche d'inversion basse) [3]. La figure 9 donne, en représentation plane de la terre et courbe des rayons, une image des effets de quelques uns de ces phénomènes, qui pourraient être à l'origine du premier type de propagation observée.

On a donc considéré que l'effet de la turbulence se produisait au niveau correspondant à la propagation du type (2), lequel correspond aussi à l'apparition de fluctuations dans les creux d'évanouissements de type (1). Le niveau de ce champ a pour valeur médiane — 50 dB.

***

A la station intermédiaire (La Tête de Chien), située un peu en-dessous de l'horizon, deux liaisons ont fonctionné, sur 70 et 10 cm.

Sur 70 cm (fig. 4) le champ est

(1) soit élevé et stable (fig. 4*a*), parfois coupé d'évanouissements dont le creux est fluctuant au-delà d'un certain niveau (fig. 4*b*) ;

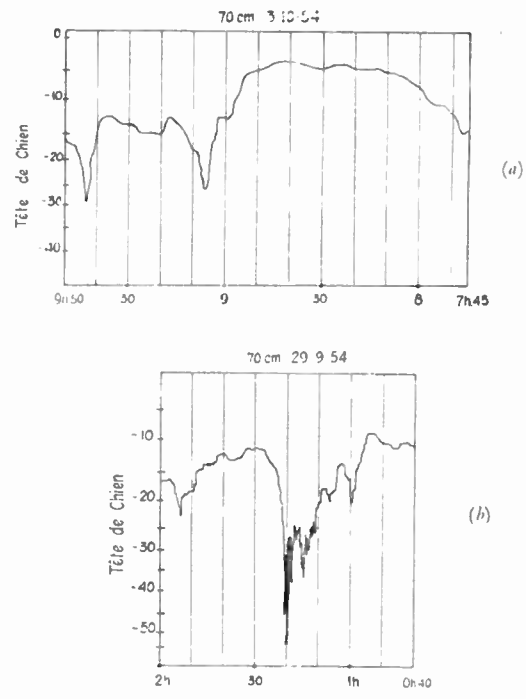


FIG. 4 *a* et 4 *b*. — Types d'enregistrements observés à la Tête de Chien sur 70 cm.

(2) soit un peu plus faible et affecté de scintillation (fig. 4*c*) ;

(3) soit nettement plus faible et fluctuant (fig. 4*d*).

Le champ normal doit être dû à la diffraction sphérique. Le calcul en atmosphère standard [4] donne un champ de — 18 dB qui correspond au type (2) Mais pour des causes diverses, analogues à celles

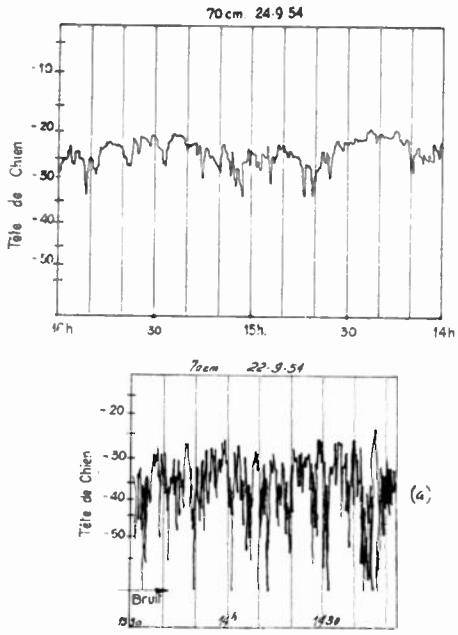


Fig. 4 *c* et 4 *d*. — Types d'enregistrements observés à la Tête de Chien sur 70 cm

signalées plus haut (fig. 9) le champ peut être plus fort ou plus faible. Lorsque l'affaiblissement augmente la scintillation apparaît, puis au-dessous d'un niveau variant entre — 25 et — 35 dB le champ prend un aspect fluctuant.

On peut penser qu'il existe un champ de diffusion permanent, sous-jacent au champ de diffraction sphérique, et qui se traduit lorsque le niveau baisse par une scintillation ou une fluctuation. On pourrait, pour en chiffrer la valeur, raisonner sur un cas théorique de composition d'un vecteur de grandeur constante (champ de diffraction) et d'une somme de vecteurs plus petits et de phases aléatoires (champ de diffusion) et, à partir de la distribution statistique des champs scintillants, en déduire le rapport des deux champs. Il a semblé plus simple, sinon plus précis, de prendre pour niveau du champ de diffusion le niveau des champs fluctuants, qui correspond d'ailleurs à l'apparition de fluctuations dans le creux des évanouissements. Le niveau de ce champ a pour valeur médiane — 38 dB.

Sur 10 cm (fig. 5), le champ est

(1) soit assez stable, mais avec une scintillation plus ou moins profonde (fig. 5*a*)

(2) soit plus élevé et coupé d'évanouissements fluctuants dans les creux (fig. 5 *b*).

Le champ normal de diffraction sphérique donnerait en atmosphère standard un niveau de — 34 dB. Le champ de type (1) est de niveau plus élevé, variant entre — 20 et — 30 dB.

On peut raisonner comme pour le 70 cm, mais avec un champ de diffusion plus élevé que le champ de diffraction. Le niveau du champ de diffusion déterminé de la même façon a pour valeur médiane - 25dB

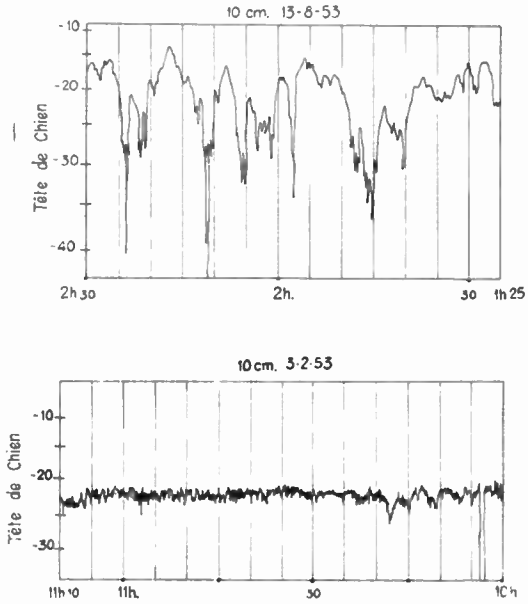


Fig. 5. — Types d'enregistrements observés à la Tête de Chien sur 10 cm.

***

A la station la plus élevée (Mont Agel) la liaison est, en atmosphère standard, au-dessus de l'horizon. Des liaisons y sont fonctionné sur 70, 22 et 10 cm.

Sur 70 cm les exemples de la figure 6 montrent.

(1) soit un champ stable et élevé, coupé d'évanouissements sans scintillation (fig. 6*a*) ;

(2) soit un champ plus faible où des fluctuation apparaissent dans les creux des évanouissements (fig. 6 *b*) ;

(3) soit un champ très atténué de caractère fluctuant (fig. 6c entre 22 et 23 h).

On peut encore interpréter ces divers aspects comme étant dû à l'existence d'un champ prépondérant, le champ direct voisin de l'espace libre, qui peut être affaibli, soit par interférence avec un rayon réfléchi sur le sol ou réfracté en altitude, soit par suite d'une stratification de l'atmosphère suivant

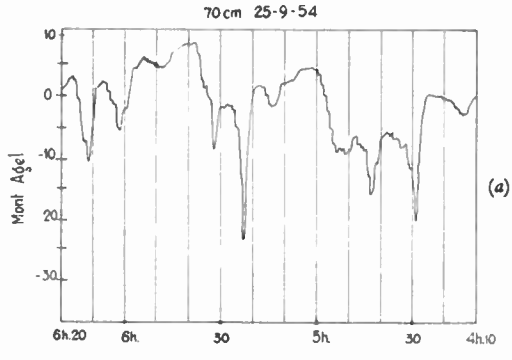


Fig. 6 *a*. — Types d'enregistrement observé au Mont-Agel sur 70 cm

les mécanismes schématisés sur la fig. 9. Un champ de diffusion existe cependant et se manifeste lorsque l'atténuation du champ principal est suffisante. Sa valeur médiane, déterminée également par le niveau des champs fluctuants, est de — 35 dB.

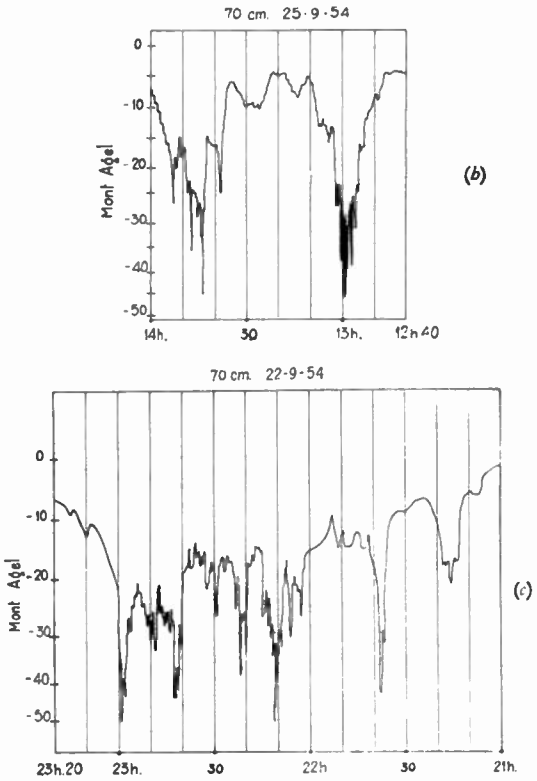


Fig. 6 *b* et 6 *c*. — Types d'enregistrements observés au Mont Agel sur 70 cm.

Sur 22 cm on retrouve des cas analogues, mais avec apparition à un niveau plus élevé de scintillation ou de fluctuation (fig. 7 *a*, *b*, *c*.)

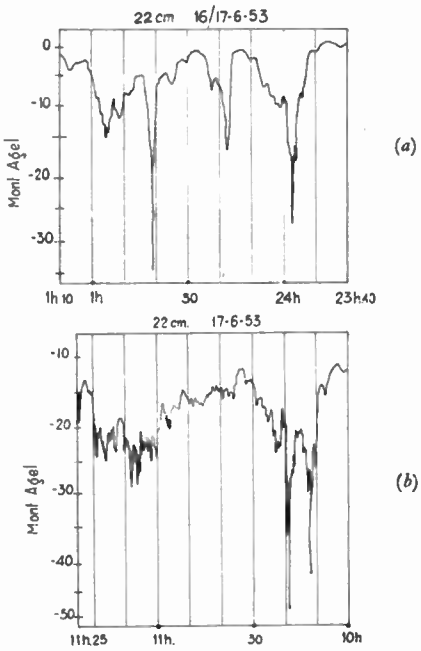


Fig. 7 *a* et 7 *b*. — Types d'enregistrements observés au Mont Agel sur 22 cm.

Le champ de diffusion peut être estimé présent à une valeur médiane de — 25 dB.

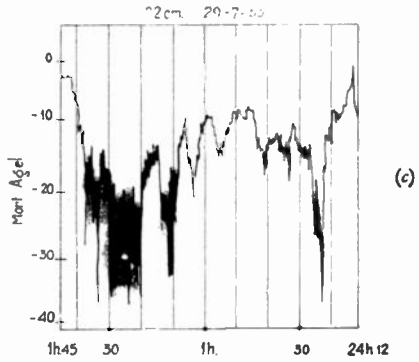


Fig. 7 *c*. — Types d'enregistrements observés au Mont Agel sur 22 cm.

Sur 10 cm, les figures 8*a*, 8*b*, 8*c* montrent des phénomènes semblables, avec une influence de la turbulence créant un champ plus voisin de la valeur du champ direct (apparition de scintillation sur les champs stables comme sur la figure 8 *a*).

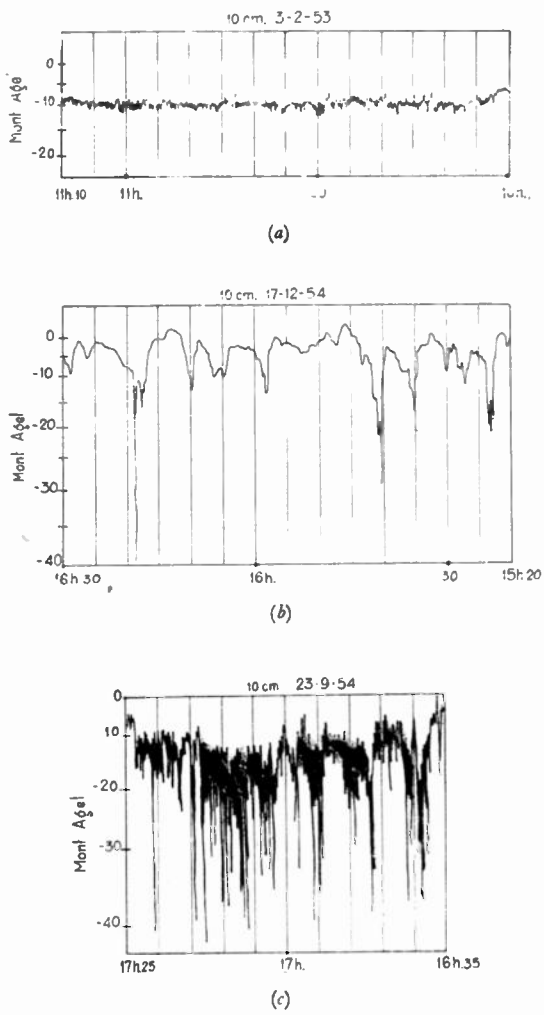


Fig. 8. — Types d'enregistrements observés au Mont Agel sur 10 cm.

La valeur médiane du champ de diffusion est ainsi trouvée égale à — 18 dB.

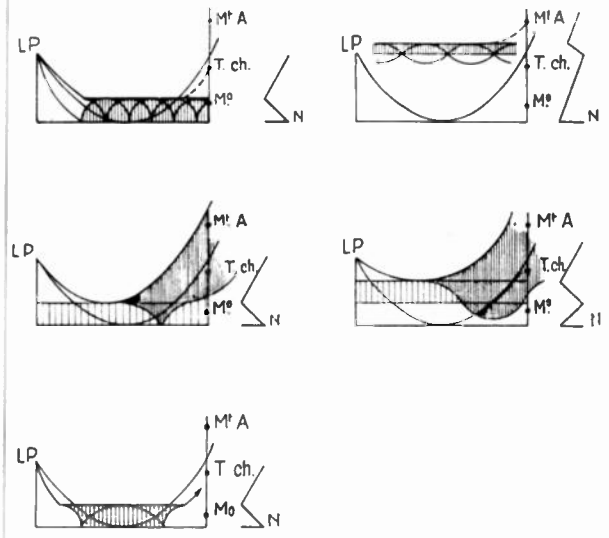


FIG. 9. — Influence d'une stratification de l'atmosphère sur la propagation.

***

Ces différentes valeurs des champs de turbulence, ainsi que les valeurs des champs médians globaux, sont reportées sur le tableau IV.

TABLEAU IV

Valeurs des champs observés

		Champ médian en dB au-dessous de l'espace libre	Champ de turbulence
Monaco	70 cm	42	50
Tête de Chien	70 cm	17	38
	10 cm	23	25
Mont Agel	70 cm	5	38
	22 cm	8	25
	10 cm	10	18

Ces différentes valeurs ont été reportées sur la figure 10 en fonction de la hauteur de réception, sur

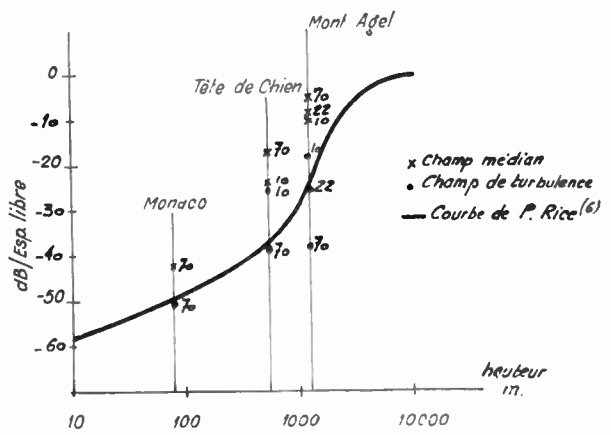


FIG. 10. — Affaiblissement de propagation en fonction de la distance angulaire.

la figure 11 en fonction de la distance angulaire (angle des horizons). On a indiqué sur la même figure deux courbes dues l'une à P. RICE [6] à partir de données expérimentales obtenues à 100 Mc/s (fig. 10),

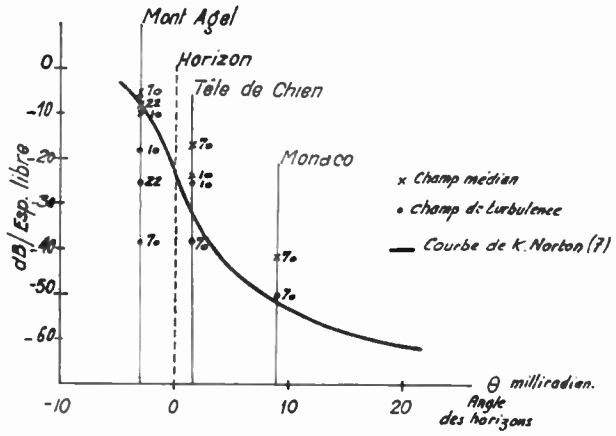


FIG. 11. — Affaiblissement de propagation en fonction de la hauteur de réception.

l'autre à K NORTON [7] à partir de données obtenues à 1 000 Mc/s. Ces courbes n'étant que des courbes moyennes, il y a une certaine divergence avec les valeurs obtenues ici, qui peut provenir de l'influence particulière du climat méditerranéen.

III. Calcul du champ de turbulence.

Pour mener le calcul, d'après la théorie actuelle de la diffusion par turbulence troposphérique, on a étudié tout d'abord le champ produit par un élément de volume et cherché ensuite les volumes contributifs susceptibles de correspondre aux liaisons actuelles soit peu au-dessous de l'horizon, soit en visibilité radioélectrique.

Différents paramètres caractérisant la turbulence s'introduisent au cours de calcul. Les valeurs de champ trouvés précédemment permettront d'en calculer un ordre de grandeur.

1. *Diffusion par un élément de volume.*

On sait [8] qu'on peut exprimer la puissance diffusée par un élément de volume sous la forme

$$\sigma = \overline{n^2}\,\frac{2\pi^4}{\lambda^4}\,\frac{1}{K}\,\frac{d\,F_{(K)}}{dK}$$

avec $K = \dfrac{4\pi \sin \theta/2}{\lambda}$ (Nombre d'onde)

$\overline{n^2}$ = valeur quadratique moyenne des fluctuations de l'indice de réfraction N. La fonction $F_{(K)}$ est la transformée de FOURRIER de la fonction de corrélation des fluctuations de l'indice $(\overline{n_1}, \overline{n_1'})$ en deux points :

$$F_{(K)} = \frac{2}{\pi}\int_0^\infty N_{(\rho)} \cos(K\rho)\, d\rho$$

$$N_{(\rho)} = \overline{n^2} \lim_{T\infty} \frac{1}{T} \int_{-T}^{+T} \overline{n_1} . \overline{n'_1}\, dt .$$

De même que $N(\rho)$ s'exprime par un produit des fluctuations $\overline{n}$ de N en deux points, $F(K)$ représentera le spectre des valeurs quadratiques moyennes des fluctuations, c'est-à-dire la fonction de répartition des densités énergétiques des éléments contribuant au champ, exprimée en nombre d'onde K.

Au lieu de K on peut introduire la grandeur $\Lambda = \frac{2\pi}{K} = \frac{\lambda}{2 \sin \frac{\theta}{2}}$, homogène à une longueur, qui est un vecteur porté par la bissectrice de l'angle θ. La fonction $F(K)$ devient une fonction $\Phi(\Lambda)$ qui représente de même la distribution des dimensions des éléments énergétiques contribuant au champ exprimée en longueur d'onde d'espace Λ.

On peut dire [9] que l'échange d'énergie ayant lieu dans l'atmosphère par l'intermédiaire de la turbulence, transformant l'apport (solaire) extérieur d'énergie en chaleur, se fait par échange progressif entre les éléments tourbillonnaires de dimensions de plus en plus petites, grâce aux forces de frottement entre ces éléments. L'échange est d'autant plus intense que les dimensions en sont plus petites, les gradients des vitesses se trouvant plus élevés. On voit ainsi apparaître deux dimensions caractéristiques de la turbulence, une échelle macroscopique correspondant aux éléments les plus grands intervenant dans cet échange, et une échelle microscopique correspondant à la viscosité de l'atmosphère, et pour laquelle l'échange est total.

La puissance diffusée par un élément de volume sera alors d'une part proportionnelle à la valeur quadratique moyenne des fluctuations de l'indice $\overline{n^2}$, d'autre part fonction de la seule composante de dimension Λ du spectre, correspondant à l'angle θ des directions reliant l'élément de volume considéré à l'émetteur et au récepteur.

On voit apparaître une analogie, (valable dans les limites des hypothèses sur lesquelles repose la théorie [10]), avec une distribution fictive des irrégularités de l'atmosphère, pour l'élément de volume considéré, de dimension Λ.

On peut introduire alors un paramètre l, échelle moyenne de turbulence, qui peut se définir mathématiquement comme le rayon de corrélation des fluctuations de l'indice, et qui est physiquement une grandeur voisine de l'échelle microscopique définie plus haut. La distribution fictive ci-dessus sera alors semblable a un réseau de diffraction, la condition d'une puissance maximum renvoyée dans la direction θ s'exprimant par une relation entre l et Λ, avec la condition nécessaire $l < \Lambda$.

Mais quelle fonction $F(K)$ ou $\Phi(\Lambda)$ faudra-t-il alors choisir ? Si on se réfère aux spectres de turbulence proposés par différents auteurs [11] [12] [13], on constate (fig. 12) qu'ils sont relativement voisins dans une large gamme de valeurs du nombre d'onde (ou de la longueur d'onde d'espace), et on peut prendre pour approximation de la fonction caractéristique

$$F(K) \simeq \frac{2}{\pi} \frac{K^{-2}}{l}$$

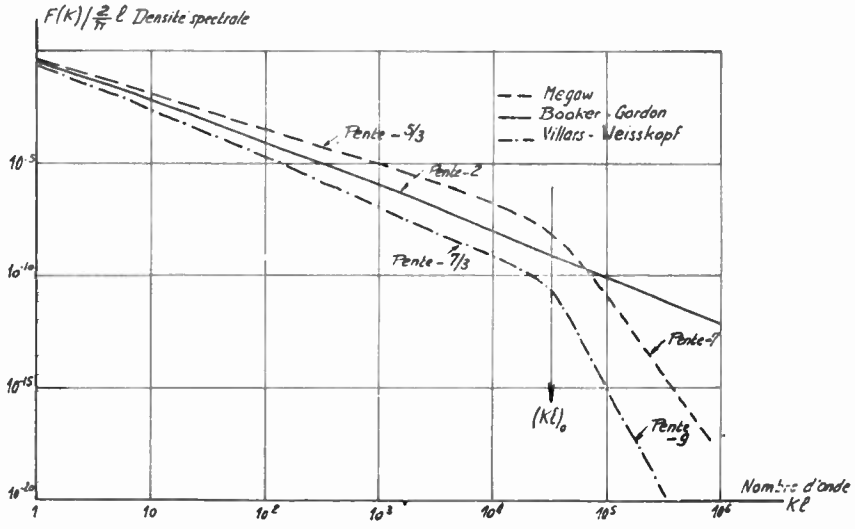


Fig. 12. — Spectres de turbulence.

La puissance élémentaire diffusée s'écrit alors, avec $\nu = \frac{\overline{n^2}}{l}$

$$\sigma = \nu \frac{2}{\pi} \frac{\Lambda^4}{\lambda^4} = \nu \frac{2}{\pi} \frac{1}{\theta^4}$$

Elle dépend de la puissance -4 de l'angle de diffusion. Il est donc nécessaire de distinguer le cas où la liaison est au-delà de l'horizon et le cas où la liaison est en visibilité radioélectrique, pour l'intégration de σ dans le volume contributif.

***

2. *Puissance diffusée pour les liaisons au-dessous de l'horizon.*

Deux limitations immédiates de volume de diffusion apparaissent. D'une part l'angle minimum θ_0 des horizons, de l'autre les lobes des aériens. C'est dans la totalité du volume ainsi limité que les premiers auteurs [14] effectuaient l'intégration de la puissance diffusée (fig. 13).

Par la suite, dans l'hypothèse d'une décroissance assez rapide de la turbulence en altitude, W. Gordon

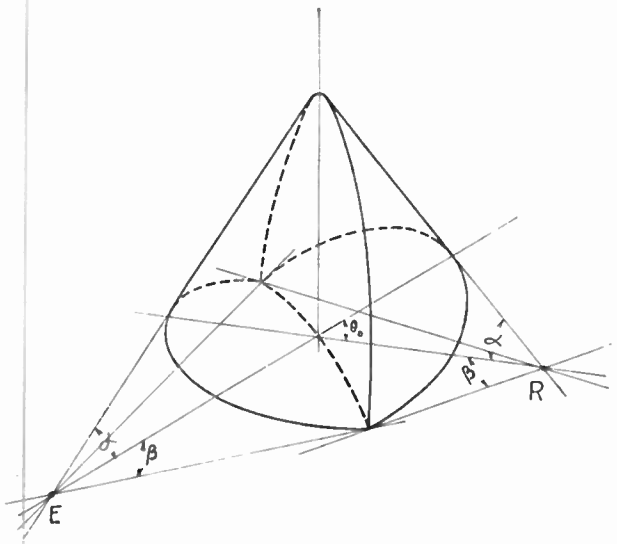


Fig. 13. — Volume de diffusion limité par les lobes des aériens.

[13] a suggéré une réduction de ce volume et sa limitation par un plan horizontal assez voisin du point de rencontre des horizons. Mais il semble que dans le cas des liaisons considérées une telle limitation ne soit pas valable, ce point de rencontre étant, en atmosphère standard, à une altitude de 80 m au-dessus du sol pour les liaisons avec Monaco et de quelques mètres seulement pour les liaisons avec la Tête de Chien, et non plus à plusieurs centaines de mètres comme dans les cas considérés par W. Gordon.

Une autre façon d'aborder l'étude du volume est celle utilisée par K. Norton [15], dans l'interprétation des résultats du Mont Cheyenne, qui procède à une intégration dans tout l'espace. Mais celle-ci n'est possible que parce qu'il utilise des aériens isotropes, ce qui n'est pas le cas ici.

Enfin l'auteur a suggéré récemment [9] que la limitation du volume de diffusion découlait logiquement de la notion de longueur d'onde d'espace introduite plus haut. A chaque angle θ des rayonnements direct et diffusé correspond une valeur de Λ. Les valeurs de Λ possibles sont comprises entre une valeur maximum Λ_0 fixée par l'angle minimum θ_0 des horizons, et une valeur minimum Λ_1 correspondant aux plus petites dimensions des tourbillons (viscosité) qui fixe un angle maximum θ_1. Le volume de diffusion est limité par ces deux valeurs θ_0 et θ_1 (fig. 14) (En d'autres termes on peut dire que seule une portion du spectre $\Phi(\Lambda)$ intervient).

Pour les liaisons considérées l'ignorance de la valeur minimum ne permet pas de choisir un tel volume, et en première approximation c'est un volume limité par les lobes d'aériens qui a été choisi, bien qu'il semble que le contrôle de la puissance reçue ne dépende de l'ouverture des aériens qu'au-dessous d'une valeur assez faible de l'angle d'ouverture [16].

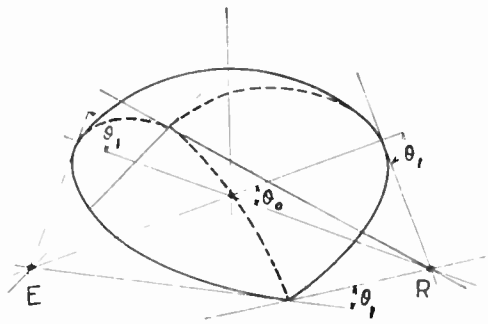


Fig. 14.— Volume de diffusion limité par les longueurs d'onde d'espace

***

La puissance diffusée s'écrit alors, en tenant compte de la réflexion au sol :

$$dP_d = 2\,\frac{P}{4\pi r^2}\,G_e\,G_r\,\sigma\,dV\,2\,\frac{\lambda^2}{4\pi r'^2}$$

r et r' désignant les distances du volume élémentaire dV à l'émetteur et au récepteur ou en introduisant la puissance qui serait reçue en espace libre.

$$P_0 = \frac{P_e}{4\pi d^2}\,G_e\,G_r\,\frac{\lambda^2}{4\pi}$$

d'où

$$dP = 4\,P_0\,d^2\,\frac{\sigma\,dV}{r^2\,r'^2}$$

ou

$$P_d = \frac{8\,P_0\,d^2}{\pi}\int_v \frac{\nu}{r^2\,r'^2\,\theta}\,dV.$$

Compte tenu des hypothèses ayant déterminé le choix du volume V, il est plausible, puisqu'il ne peut s'agir d'atteindre qu'un ordre de grandeur, de faire les approximations suivantes :

— pour les distances r et r', on écrira

$$\int_v \frac{\nu\,dV}{r^2\,r'^2\,\theta^4} \simeq \int_v \frac{16\,\nu\,dV}{d^4\,\theta^4}$$

— pour le volume V

$$V \simeq \frac{\pi d^3}{24} \frac{\alpha\beta + \alpha'\beta'}{2}$$

qui remplace le volume réel par la partie commune à deux demi cones E (α β), R (α' β')

— pour l'angle θ $\qquad \theta_a \simeq \theta_0 + \frac{\alpha + \alpha'}{6}$

qui correspond sensiblement au centre de gravité de volume V.

La puissance diffusée s'écrit alors

$$P_d = P_0 \frac{128\, \nu\, V}{\pi\, d^2\, \theta_a^4}$$

qui permet de calculer le paramètre de turbulence $\nu = \frac{\overline{n}^2}{l}$

$$\nu = \frac{P_d}{P_0} \frac{\pi\, d^2\, \theta_a^4}{128\, V}$$

Le tableau V donne les valeurs correspondant aux liaisons :

du dégagement de la liaison [18] (qui se trouve ici sensiblement égal à l'unité).

$$P = P_0\, e^{-\Sigma d_i}$$

L'influence de la turbulence se manifestera alors en introduisant :

a) par diffusion arrière, un affaiblissement de valeur $P_a = P_0\, e^{-\Sigma d_i}$.

Dans les liaisons considérées (La Punta-Mont Agel avec les longueurs d'onde 70, 22 et 10 cm) on trouve que cet affaiblissement est négligeable à 70 cm, voisin de 1 dB à 22 cm et de 2 dB à 10 cm.

b) par diffusion avant, un champ de diffusion de valeur

$$P_d = P_0 (1 - e^{-\Sigma d_i})$$
$$= P_a \left[\Sigma d\varepsilon + \frac{1}{2} (\Sigma d\varepsilon)^2 + \ldots\right]$$

Chacun des termes de la parenthèse correspondant à une diffusion d'ordre 1, d'ordre 2, etc... En ne considérant que la diffusion d'ordre 1, on déduit des valeurs trouvées pour les champs de turbulence au Mont Agel la valeur du paramètre de turbulence $\nu' = \overline{n}^2\, l$;

$$\nu' = \frac{P_d}{P_a} \frac{\lambda^2}{8\pi^2\, d.}$$

TABLEAU V

Diffusion au-dessous de l'horizon

	P_d/P_0	d m	α rad.	β rad.	α' rad.	β' rad.	θ_a rad.	V m^3	ν
Monaco									
70 cm	10^{-5}	$2{,}3\ 10^5$	0,07	0,16	0,07	0,07	0,034	$1{,}2\ 10^{13}$	$1{,}6\ 10^{-15}$
T. de Chien									
70 cm	$1{,}6\ 10^{-4}$	$2{,}3\ 10^5$	0,07	0,16	0,07	0,07	0,0245	$1{,}2\ 10^{13}$	$5{,}2\ 10^{-14}$
10 cm	$3\ 10^{-3}$	$2{,}3\ 10^5$	0,035	0,035	0,035	0,035	0,013	$0{,}18\ 10^{13}$	$5{,}8\ 10^{-14}$

3. — *Puissance diffusée pour les liaisons en visibilité.*

Dans le cas des liaisons en visibilité, on peut considérer [17] la diffusion élémentaire dans toutes les directions $\Sigma = \int \sigma\, d\, \Omega$, qui a pour valeur dans les mêmes hypothèses de spectre que précédemment :

$$\Sigma = \nu' \frac{8\pi^2}{\lambda^2} \quad \text{avec } \nu' = \overline{n}^2\, l.$$

Le long du trajet de longueur d la puissance diffusée sera

$$P = P_0\, e^{-\Sigma d}$$

ou plus précisément, pour tenir compte de l'influence du sol, en introduisant un coefficient $\varepsilon \leqslant 1$, fonction

TABLEAU VI

Diffusion en visibilité

λ_{cm}	P_d/P_a	d_m	ν'
70	$2{,}5\ 10^{-4}$	$2{,}3\ 10^5$	$8{,}6\ 10^{-12}$
22	$3\ 10^{-3}$	$2{,}3\ 10^5$	$8{,}2\ 10^{-12}$
10	$1{,}6\ 10^{-2}$	$2{,}3\ 10^5$	$8{,}5\ 10^{-12}$

IV. Caractéristiques de la turbulence.

Le calcul des champs de turbulence au-delà de l'horizon a permis d'avancer quelques valeurs du paramètre de turbulence $\nu = \frac{\overline{n}^2}{l}$

Sur la figure 15 les valeurs de ν ont été reportées en fonction de la hauteur correspondant à l'angle θ_a

choisi comme caractéristique du volume de diffusion soit pour les 3 liaisons :

h_a	1 230	640	180 mètres
$\upsilon = \frac{\overline{n}^2}{l}$	$1{,}6\ 10^{-15}$	$5{,}2\ 10^{-5}$	$5{,}8\ 10^{-5}$

compte de l'altitude du dégagement de la liaison La Punta Mont Agel, soit 180 m, et des valeurs de ν trouvées ci-dessus pour cette altitude, on peut en déduire une valeur de l'échelle de turbulence

$$l = \frac{\nu'}{\nu} = \frac{8{,}5.\ 10^{-12}}{5.\ 10^{-14}} = 17 \text{ mètres}$$

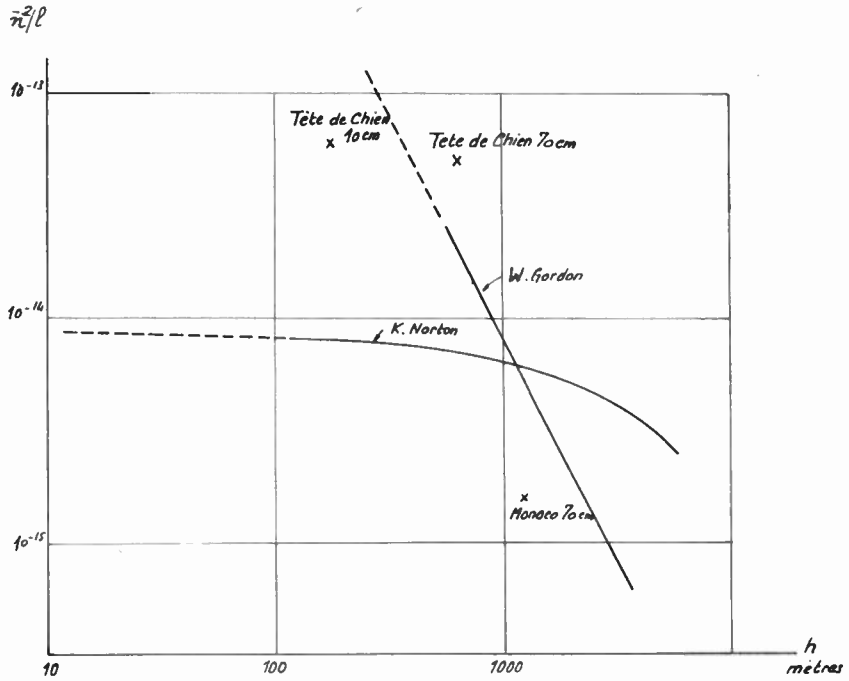


FIG. 15. — Paramètre de turbulence.

On peut comparer ces résultats, (en rappelant que la hauteur indiquée ne peut être considérée que comme un ordre de grandeur en raison des approximations du calcul), avec ceux indiqués dans la littérature et notamment :

— par K. NORTON [15], à partir des données obtenues sur des liaisons à 100 et 1 000 Mc/s, à des distances correspondant à des angles θ_0 de 20 à 100 milliradians (donc à des hauteurs de diffusion bien plus élevées qu'ici).

— par W. GORDON [13], à partir de mesures au réfractomètre faites par avion à des altitudes supérieures à 500 m.

Ces résultats, reportés sur la figure 15, correspondent donc à des valeurs de la turbulence à des altitudes plus élevées que les liaisons considérées. Il semble que les valeurs obtenues se situent sur une courbe intermédiaire entre la courbe exponentielle proposée par K. NORTON, et la courbe en h^{-2} proposée par W. GORDON.

***

Le calcul du champ de turbulence en visibilité à fournit une valeur du paramètre $\nu' = \frac{\overline{n}^2}{l}$. En tenant

Cette valeur est un peu inférieure à celles mesurées au réfractomètre aux U.S.A. [13], qui ont été trouvées comprises entre 20 et 130 m.

Elle peut être plausible en climat méditerranéen et à faible altitude.

***

On peut encore, en revenant au volume de diffusion proposé plus haut comme étant limité par les longueurs d'onde d'espace Λ_0 et Λ_1, soit les angles de diffusion θ_0 et θ_1 (fig. 14), faire une estimation de ces dimensions limites des tourbillons intervenant dans la diffusion.

On supposera pour cela que la valeur du volume calculée plus haut est valable mais correspond au volume limité par les longueurs d'onde d'espace. Ce dernier volume peut s'écrire, en première approximation :

$$V' \simeq \frac{\pi\, d^3}{48} \operatorname{tg} \theta_1 \,(3 + \operatorname{tg}^2 \theta_1) \simeq \frac{\pi\, d}{48}\, 3\, \theta_1$$

et l'angle θ'_a correspondant au centre de gravité du volume.

$$\theta' \simeq \frac{\theta_1}{3}$$

La puissance diffusée au delà de l'horizon s'écrit alors :

$$P_d = P_0 \frac{128\ \nu\ V}{d^2\ \theta_a'^4\ \pi}$$

d'où

$$\theta_1^3 = \frac{648\ \nu d}{P_d / P_0}$$

Le tableau VII indique les valeurs de θ_0 et θ_1 et des dimensions limites des tourbillons

$$\Lambda_{max} \simeq \frac{\lambda}{\theta_0} \quad \text{et} \quad \Lambda_{min} \simeq \frac{\lambda}{\theta_1}$$

TABLEAU VII

Echelles de turbulence

Liaisons	θ_0	θ_1	Λ_{max}	Λ_{min}	l
Monaco 70 cm	8,70 10^{-3} rad	0,3 rad	80 m	2,3 m	17 m
T. de Chien					
70 cm	1,5 10^{-3}	0,36	470	2	—
10 cm	1,5 10^{-3}	0,14	70	0,7	—

Ces valeurs Λ_{max} et Λ_{min} donnent un ordre de grandeur de la zone du spectre de turbulence intervenant dans la diffusion. Elles correspondent sur la figure 5 aux valeurs de $K = 1{,}3$ à 3 pour 70 cm, 1,5 à 9 pour 10 cm de longueur d'onde, soit à une zone où les spectres proposés sont voisins, ce qui jutifie le choix du spectre en K^{-2}.

***

L'ensemble des valeurs proposées pour les différents paramètres de la turbulence ne peuvent être considérées, ainsi qu'il a été dit, que comme des ordres de grandeur. Il serait intéressant de pouvoir les contrôler par les valeurs tirées d'autres liaisons.

Il est actuellement nécessaire également que d'autres études de liaisons mettant en jeu les phénomènes de turbulence, puissent permettre de préciser la valeur des hypothèses faites à la base de la théorie (spectre de turbulence, volume de diffusion, etc...).

BIBLIOGRAPHIE

[1] F. DU CASTEL, G. DUMOULIN. — *Note Préliminaire*, L.N.R., nº 184 (déc. 54).

[2] P. BLASSEL, L. BOITHIAS, P. CHAVANCE. — *Ann. Télécomm.*, Vol. 9, nº 6, p. 158 (juin 54).

[3] J. VOGE. — *Onde Electrique*, V. 34, p. 487 (juin 54).

[4] D. KERR. — *Radiation Laboratoires.* Séries, Nº 13, M.I.T., p. 122 sq. (1951).

[5] J.C. SIMON. — *Annales de Radioélectricité.* T. X, Nº 39 (janv. 55).

[6] P. RICE, O. DANIEL. — *Transactions of the I.R.E.*, PGAP (avril 55).

[7] J. HERBSTREIT, K. NORTON, P. RICE, G. SHAFER. — *Conv. Record. IRE*, p. 2, p. 85. (1953).

[8] J. VOGE. — *Onde Electrique*, V 35, p. 565 (juin 55).

[9] F. DU CASTEL. — *Communication aux journées d'études sur « le développement des applications des interférences »* (mai 1955), à paraître dans Revue d'Optique.

[10] P.L. HENNEQUIN. — *Compte rendu Groupe d'Etude de Propagation*, L.N.R. Nº 1 (nov. 54, avril 55).

[11] E. MEGAW. — *P.I.E.E.*, part. III, T 3, p. 1 (janv. 53).

[12] F. VILLARS, V. WEISSKOPF. — *Phys. Rev.*, T 94 p. 232 (15 avril 54).

[13] W. GORDON. — *P.I.R.E.*, Vol. 43, p. 23 (janv. 55).

[14] H. BOOKER, W. GORDON. — *P.I.R.E.*, Vol. 38, p. 401 (avril 50).

[15] J. HERBSTREIT, K. NORTON, P. RICE, G. SHAFER. — *N.B.S.* Report 2459 (avril 53).

[16] H. BOOKER, J. DE BETTENCOURT. — *P.I.R.E.*, vol. 43, Nº 3, p. 281 (mars 55).

[17] P.L. HENNEQUIN. — *Note Préliminaire*, Nº 184, L.N.R. (Annexe), (déc. 54).

[18] J. VOGE. — *C.R. Ac. Sces*, Paris, Vol. 237, p. 491 (31 août 53).

FADINGS D'INTERFÉRENCES CAUSÉS PAR DES DISCONTINUITÉS FRONTALES [1]

PAR

P. MISME

Ingénieur de la Météorologie au C. N. E. T.
Département propagation

1. — Déviation d'un rayon causée par une discontinuité de milieu (Fig. 1).

Reprenons les notations classiques de l'optique géométrique, soit n_1 et n_2 les indices de réfraction de deux milieux différents, i et r les angles d'incidence et de réfraction, nous avons :

$$n_1 \sin i = n_2 \sin r$$

Posons :

$$i - r = \beta \qquad\qquad n_2 = n_1 + \Delta n$$

En admettant que β est toujours petit, et en nous limitant aux termes du 1er et du 2e ordre dans les

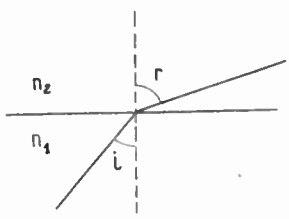


FIG. 1

développements en série de sin β et cos β on peut finalement écrire :

$$\beta = -\operatorname{cotg} i + \sqrt{\operatorname{cotg} 2\, i + 2\, \Delta n}$$

On voit que l'on retrouve la formule classique $\beta = \sqrt{2\, \Delta n}$ dans le cas de rayon rasant ($\operatorname{cotg} i = 0$) mais dans tous les autres cas β est plus petit que cette dernière valeur. D'autre part la figure 2 montre que pour un angle de 5° environ du rayon incident avec la surface de discontinuité, un rayon traversant cette surface n'est pratiquement pas dévié.

2. — Rappel de la notion de front.

On sait que l'atmosphère est formée de grandes masses d'air sensiblement homogènes en température et humidité donc en indice, séparées par des surfaces de discontinuité appelées Fronts. Par extension on appelle Front la courbe représentant l'intersection de cette surface de discontinuité avec le sol. On définit habituellement plusieurs types de fronts :

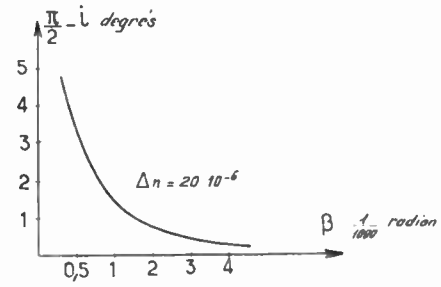


FIG. 2

Front froid : la masse d'air froid se déplace vers l'air chaud.

Front chaud : la masse d'air chaud se déplace vers l'air froid.

La longueur d'un front peut atteindre et même dépasser 1 000 km et sa courbure est faible. Les différents fronts sont assez souvent matérialisés par des phénomènes nuageux et des précipitations, mais il n'en est pas toujours ainsi. Enfin signalons que la trace au sol d'un front froid est en général plus nette que celle d'un front chaud.

A échelle fine la vitesse de déplacement d'un front n'est pas uniforme, ce qui se traduit par le fait que dans un plan horizontal de petites dimensions le front se présente sous la forme d'une ligne soumise à des fluctuations aléatoires, la courbe moyenne se déplaçant à la vitesse de déplacement du Front.

[1] Communication présentée en séance de section à la Société des Radioélectriciens le 3 juin 1955.

3. — Calcul des différences de chemin entre plusieurs rayons arrivant au récepteur.

Nous avons vu au § 1 qu'une différence de 5° autour de la direction rasante suffisait à expliquer des différences de déviation de l'ordre de plusieurs milliradians.

Soient n_1 et n_2 les indices de réfraction de deux masses d'air séparées par un front F dans le plan horizontal. Considérons figure 3 le cas où les indices sont tels qu'un rayon EN soit réfracté dans la

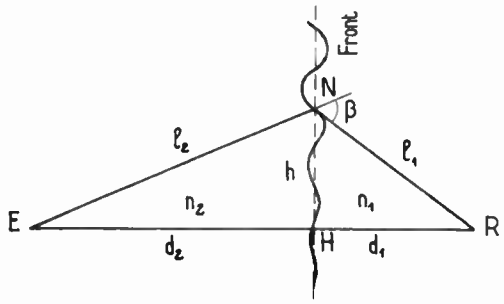


FIG. 3

direction NR, en appelant E et R les émetteurs et récepteurs et β l'angle maximum de déviation du rayon EN. L'angle d'incidence en N étant à priori différent de l'angle d'incidence en H on peut admettre que l'on aura presque en permanence un rayon non dévié ER et un autre rayon ENR (il existe de la même façon un rayon symétrique de ENR par rapport à ER). Etudions donc la plus grande différence possible de chemin optique, c'est-à-dire la différence des trajets ENR et ER.

Posons : $d_1 + d_2 = D$

$d_1 = KD$ avec K variant de 0 à 1

$d_2 = D\,(1 - K)$

$n_1 = n \quad n_2 = n + \Delta n$

Calculons l_1 et l_2 en fonction de K, D, β.

On trouve en supposant β petit :

$$l_1 = KD\sqrt{1 + \beta^2 (1 - K)^2}$$

$$l_2 = (1 - K)\, D\sqrt{1 + K^2 \beta^2}$$

Calculons maintenant la différence des chemins optiques c'est-à-dire :

$$\Delta L = l_1 n_1 + l_2 n_2 - d_1 n_1 - d_2 n_2$$

En supposant toujours β assez petit, nous obtenons finalement

$$\Delta L = \frac{K\,(1 - K)\, D\,\beta^2}{2}\,(n - K\,\Delta n)$$

et comme $\frac{\Delta n}{n}$ est toujours très petit

$$(1) \qquad \Delta L = \frac{K\,(1 - K)\, D\,\beta^2}{2}$$

On voit ainsi que :

$$(2) \qquad \Delta L_{max} = \frac{D\,\beta^2}{8} \leqslant \frac{D\,\Delta n}{4}$$

ΔL maximum pour $K = \frac{1}{2}$. La plus grande valeur possible de β est $\sqrt{2\,\Delta n}$.

4. — Interprétation et ordre de grandeur.

Nous voyons d'abord que la différence de chemin optique ΔL s'annule pour $K = 0$ et pour $K = 1$ c'est-à-dire lorsque tout le trajet est dans une masse d'air homogène, résultat à priori évident.

On peut admettre comme ordre de grandeur une valeur de Δn d'environ $20\ 10^{-6}$ ce qui, en appliquant la formule (2) nous donne pour $D = 100$ km

$$\Delta L_{max} = 20 \text{ cm}$$

Comme nous avons la possibilité d'avoir en plus du rayon direct deux rayons réfractés, nous pouvons admettre que cette valeur est presque toujours atteinte. Nous aurons donc un nombre maximum de fadings profonds lié à la variation de K dans la formule (1), c'est-à-dire au déplacement de la surface de discontinuité le long de l'axe RE. Les deux rayons arrivant en R ont la même amplitude car aucun des deux n'a subi un affaiblissement supérieur à l'autre par suite de son trajet.

5. — Remarque sur la structure des fronts.

Tous les fronts ne présentent pas les caractéristiques nécessaires à la convergence des rayons que nous avons envisagée, il faut en effet une surface de discontinuité très nette et non pas une zone de mélange épaisse d'une dizaine de km comme cela se rencontre souvent, il faut en plus que l'indice dans la nouvelle masse d'air soit tel que les rayons soient convergents, c'est-à-dire qu'il faut que l'humidité diminue et que la température augmente ou soit sensiblement stationnaire (1). C'est assez souvent le cas des fronts froids.

6. — Exemple emprunté au parcours expérimental Le Havre-Buron (près de Caen) (sur 4000 Mc/s).

La distance est de 50 km. Cette liaison offre la particularité que le rayon réfléchi sur la mer est masqué par une colline. Il s'en suit une remarquable stabilité du champ reçu et de ce fait les causes de fadings sont rares et peuvent être analysées plus facilement. Dans certains cas la hauteur de la marée au moment de la pleine mer est telle que le rayon réfléchi peut arriver, mais des tables assez précises permettent de connaître l'heure et la hauteur de ces marées.

---

(1) Nous nous proposons de traiter plus tard le cas général de tous les fronts et averses.

Le 21 avril un Front froid venant de la mer du Nord et apportant une différence d'indice de 18 10^{-6} a suivi la trajectoire de la figure 4. Son passage s'est matérialisé à la station de Buron par une très faible baisse de température et une nette diminution d'humidité. (Le mauvais réglage en valeur absolue de l'hygromètre n'a pas permis de faire le calcul en fonction des données enregistrées à Buron et les chiffres cités ci-dessous ont été calculés en fonction des données fournies aimablement par la Météorologie Nationale). Les calculs donnent une valeur maximum $\Delta L = 16$ cm.

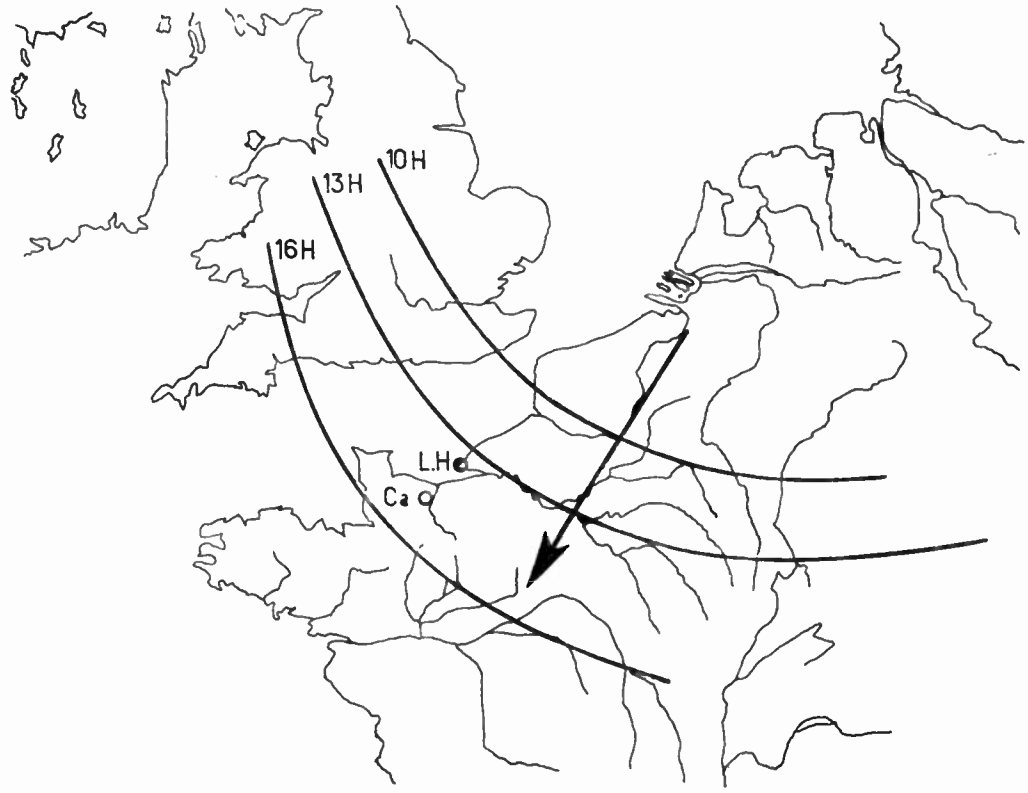


FIG. 4

La figure 5, page 46, représente une reproduction de la bande d'enregistrement de Buron. On voit apparaître un certain nombre de fadings correspondant à la variation de chemin optique de 0 à 16 cm et de 16 cm à 0. A partir de 18 h et jusqu'à 21 h les fadings ne sont plus causés par le passage du front car le trajet est en air homogène, mais à la haute mer. Signalons que la mer était basse à 14 h et qu'il n'y a par conséquent pas d'ambiguïté quant à l'origine des fadings (voir tableau annexe).

7. — **Exemple du trajet de faisceau hertzien Dijon-Cuiseaux.**

Ce trajet est suffisamment dégagé pour que le rayon réfléchi arrive au récepteur. Des calculs précis sont à peu près impossibles car d'une part le coefficient de réflexion sur terre est mal connu et d'autre part les perturbations sur le rayon direct sont du même ordre que les perturbations sur le rayon réfléchi.

On peut pourtant noter que le passage d'un orage, le 25-3-55, entre 2 h. et 7 h., sur ce trajet cause de graves perturbations à la réception ainsi que le montre la figure 6, page 47.

8. — **Cas de la diversité de hauteur.**

Nous avons vu que l'explication que nous donnons du mécanisme des fadings ne fait intervenir que le plan horizontal, par conséquent il faudrait peut-être chercher dans cette voie l'explication des fadings synchrones dans le cas de diversité de hauteurs.

ANNEXE

Heures et hauteurs des marées en mètres à 10 *minutes près sur la zone de réflexion du rayon réfléchi*

Heures :

13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24

21 avril :

3 1,9 1,2 1,0 1,9 4,1 6,5 7,6 7,6 7,5 7,2 5,6

d'après « La Mer » almanach maritime du Havre et des Côtes de Normandie, éditions Micaux, Le Havre.

Remarque : Seules les marées supérieures à 7 m permettent quelquefois au rayon réfléchi d'atteindre Buron.

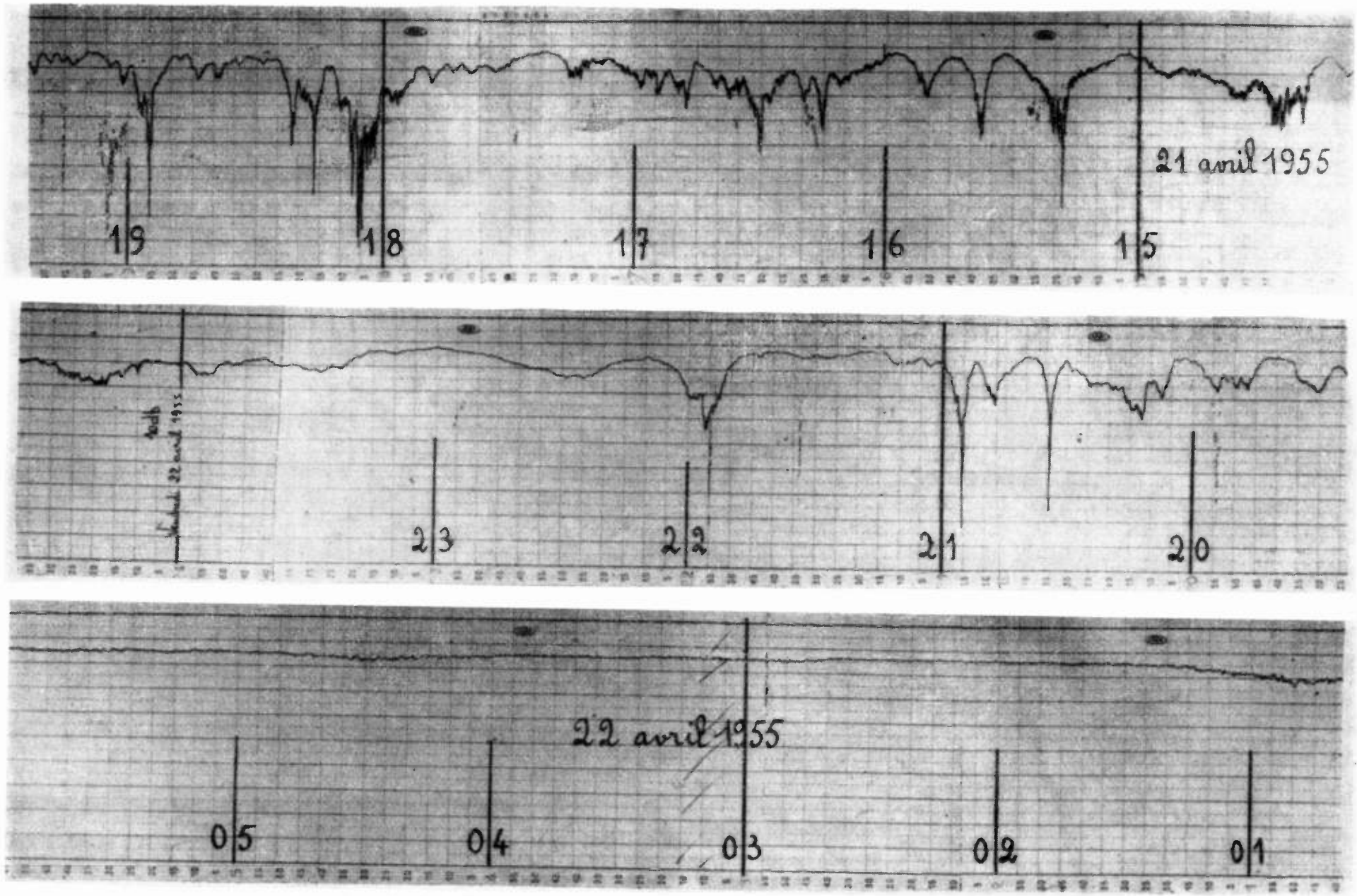


FIG. 5. — Liaison Le Havre-Buron (Caen). — Remarque : Lire les diagrammes d'enregistrement de droite à gauche et de haut en bas

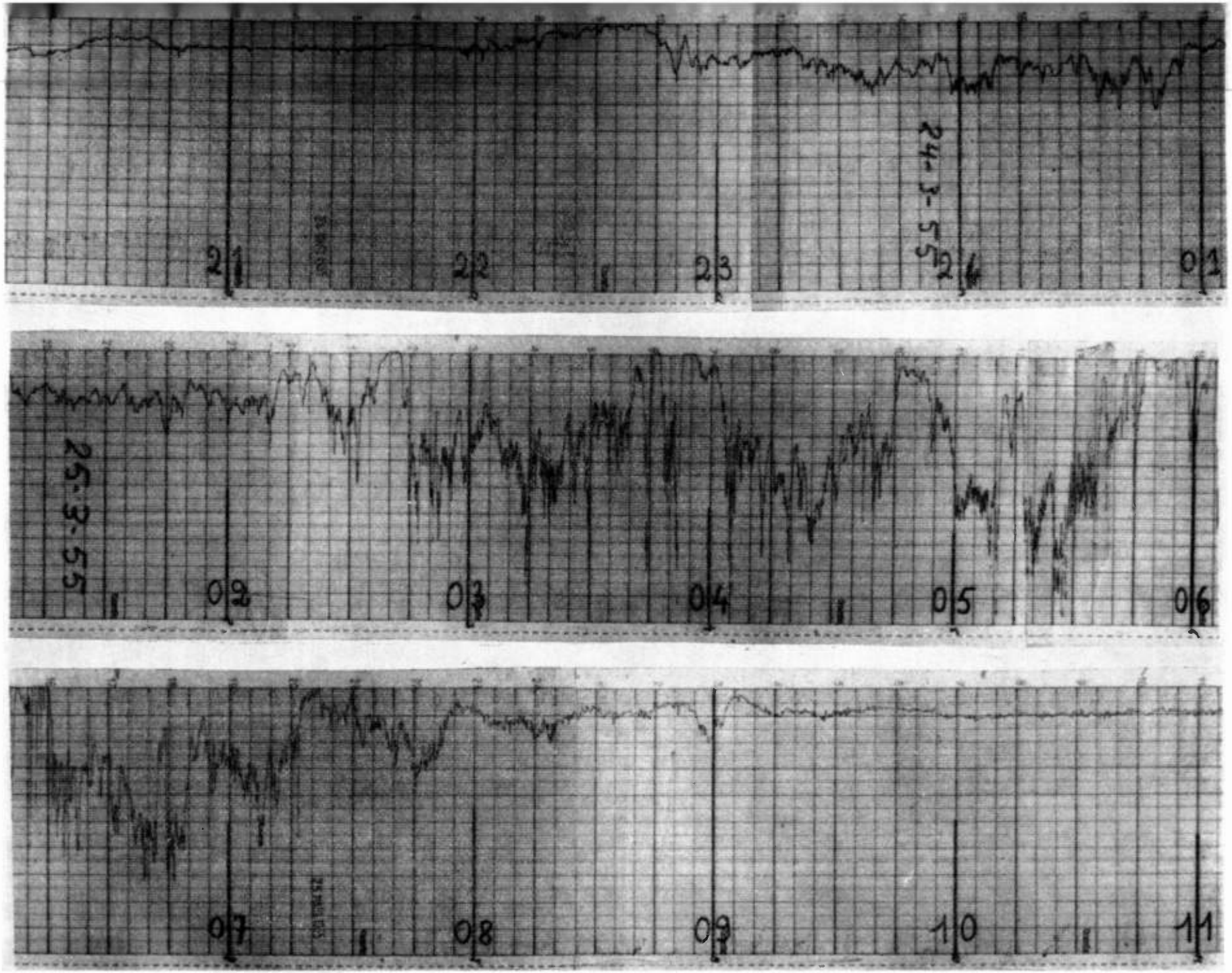


FIG. 6. — Liaison Dijon Cuiseaux. — Remarque : Lire les diagrammes d'enregistrement de gauche à droite et de haut en bas

RÉCEPTEURS DE TÉLÉVISION A PHASE LINÉAIRE

PAR

Dr Ir. A. VAN WEEL

Laboratoire de Recherche Philips
N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken
Eindhoven — Pays-Bas

I. — Introduction.

Si on prend un livre quelconque sur la télévision, on trouvera certainement dans une des premières pages l'observation que dans le cas de la télévision, contrairement au cas de la transmission du son, les composantes des différentes fréquences qui constituent le signal, ne doivent pas être transmises seulement avec l'exacte proportion mutuelle des amplitudes, mais que leur position relative dans le temps doit aussi être conservée. Cela veut dire, que la courbe de phase doit être linéaire.

Or, nous devons remarquer, que jusqu'ici la mise au point et la fabrication des récepteurs de télévision se base presque exclusivement sur la considération et la mesure des courbes d'amplitude. Les raisons de cette situation sont d'une part la difficulté des mesures du temps de retard, d'autre part le fait que jusqu'à ces dernières années, malgré cette négligence, les images présentaient une qualité acceptable.

Mais alors que le nombre croissant des émetteurs de télévision nécessitait une augmentation de la sélectivité des récepteurs, la qualité de l'image diminuait. On a trouvé que la raison était un comportement non-linéaire de la courbe de phase de l'amplificateur à moyenne fréquence. Si l'on mesure la courbe de retard de groupe, qui doit être plate dans la bande passante, on constate une crête prononcée, située près de la fréquence de l'onde porteuse image. Cela introduit des erreurs de phase considérables dans le spectre video aux fréquences inférieures, ce qui donne lieu dans l'image à des traînées aux passages noir-blanc, rendant l'image floue.

On a cherché à supprimer ces défauts en introduisant une compensation dans la partie videofréquence, où une erreur de phase égale, mais de signe opposé peut compenser les non-linéarités de l'amplificateur M.F. Mais il est bien évident qu'une telle compensation n'est acceptable qu'au cas où il n'existerait aucune manière de fabriquer un amplificateur M.F. qui ait lui-même une courbe de phase linéaire, parce que chaque méthode de compensation a le désavantage de principe que de petites variations relatives des grandes erreurs qui doivent se compenser, donnent lieu à de grandes erreurs dans le résultat.

En pratique ces variations peuvent être la conséquence des variations entre différents récepteurs, ou bien pour un récepteur donné, de petits désaccords. Néanmoins, diverses fabriques introduisent dans leurs téléviseurs, des compensations qui pour des raisons de simplicité ne peuvent être qu'assez grossières. D'autre part on examine la possibilité d'introduire une prédistorsion de phase dans la partie videofréquence de l'émetteur, ce qui pourrait compenser les erreurs de phase d'un récepteur dit « moyen ».

Dans cet article, nous discuterons les résultats qui ont été obtenus en mettant au point un téléviseur avec un amplificateur M.F. qui, en satisfaisant aux exigences posées par la sélectivité, présente une caractéristique de retard de groupe plate, du moins dans la plage de fréquences où cela importe.

On discutera d'abord l'aspect théorique en se basant sur la loi de Bayard-Bode. Ensuite quelques détails pratiques sont donnés et après cela une série de photographies permettra de comparer un récepteur normal au récepteur à phase linéaire.

II. Considérations théoriques.

Les comportements de la courbe d'amplitude et de la courbe de phase d'un réseau électrique du type à phase minimum sont reliés l'un à l'autre par la loi

de Bayard-Bode, qu'on peut formuler comme suit [1] :

$$\frac{B_c}{\omega_c} = \frac{2}{\pi} \int_0^\infty \frac{A - A_c}{\omega^2 - \omega_c^2} \, d\omega, \qquad (1)$$

où

B_c = l'angle de phase à la pulsation ω_c

A = l'atténuation de transfert, c'est-à-dire l'amplification est proportionnelle à e^{-A}.

Comme nous nous intéressons à des réseaux à phase linéaire, la grandeur B^*/ω^*, qui est le retard de phase, doit être indépendante de la pulsation ω_c.

Une condition suffisante (mais pas nécessaire) de cette indépendance est que l'expression placée sous le signe somme dans l'équation (1) soit indépendante de ω_c. Cela est évidemment le cas si A est proportionnel à ω^2, donc

$$\frac{A}{\omega^2} = \pm C = \text{constant}, \qquad (2)$$

Le signe moins correspond à une courbe d'amplitude qui croît avec ω, cela veut dire qu'on a un filtre passe-haut ce qui ne nous intéresse pas ici. Choisissons donc le signe plus, correspondant à un filtre passe-bas. Dans ce cas, l'équation pour le retard de phase donne :

$$\frac{B_c}{\omega_c} = \frac{2C}{\pi} \int_0^\infty \frac{\omega^2 - \omega_c^2}{\omega^2 - \omega_c^2} \, d\omega = \infty. \qquad (3)$$

Seulement, l'évaluation de l'intégrale pour une telle fonction A de ω n'est pas possible, parce que la dérivation de l'équation (1) exclue l'application de cette relation avec une courbe d'amplitude selon une courbe de Gauss [2].

Heureusement, une autre propriété de la relation (1) rend possible l'utilisation du résultat (2) dans des situations pratiques. Cette propriété est la prépondérance prononcée de l'influence de la courbe d'amplitude dans le voisinage direct de la pulsation ω_c considérée, comparée à l'influence du comportement des amplitudes aux autres fréquences [1], [3]. Cette prépondérance est due au facteur $(\omega^2 - \omega_c^2)$ dans le dénominateur de l'équation (1).

Si on réalise donc dans une certaine gamme de fréquences entre $\omega = 0$ et une pulsation de coupure $\omega = \omega_{max}$ une courbe d'amplitude qui approche une courbe de Gauss, tandis qu'en dehors de la bande passante la déviation entre la caractéristique d'amplitude et la courbe de Gauss ne croît pas trop abruptement, on peut s'attendre à observer un comportement linéaire de la courbe de phase, avec au plus des déviations proches de la fréquence de coupure (fig. 1).

Et pour appliquer ce résultat à l'amplificateur M.F., rappelons qu'il est bien connu qu'on peut toujours dériver d'un filtre videofréquence un filtre moyenne fréquence présentant des propriétés analogues dans la bande passante. De cela on conclut ce qui suit.

Un amplificateur M.F. aura une caractéristique de phase rectiligne, si la courbe d'amplitude est une courbe de Gauss, dont le sommet se trouve à la fréquence centrale de la bande passante. Sur l'échelle

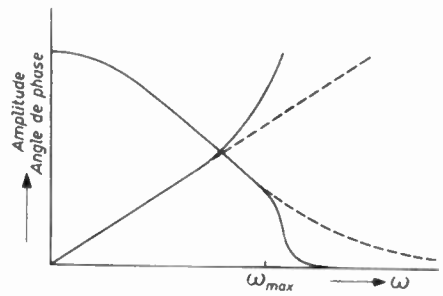


FIG. 1. — Caractéristique d'amplitude selon une courbe de Gauss ($e^{-c\omega^2}$) et la courbe de phase linéaire correspondante (lignes brisées). Déviations de la linéarité se présenteront proche de la pulsation de coupure ω_{max}.

logarithmique qu'on utilise d'habitude pour tracer la caractéristique d'amplitude d'un amplificateur M.F., une telle courbe de Gauss deviendra une parabole.

Deux questions se présentent immédiatement :

1° L'aptitude d'une telle courbe d'amplitude pour l'amplification d'un signal de télévision M.F.

2° La sélectivité présentée par une telle caractéristique.

Considérons d'abord la première question. La figure 2 montre dans la partie supérieure de l'échelle logarithmique une courbe parabolique (*Ia*), pour laquelle le paramètre a été choisi de sorte que les points indiquant une diminution de l'amplification de moitié (6 dB) coïncident avec les deux fréquences de coupure d'un signal M.F. de 625 lignes. Dans le cas de cette figure on peut s'imaginer que l'onde porteuse se trouve à 39 Mc/s, tandis que la fréquence correspondant à la fréquence video maximum de 4,5 Mc/s se trouve à 31,5 Mc/s.

Ensuite on a calculé la caractéristique d'amplitude video correspondant au cas où un signal à double bande latérale est transmis par un filtre possédant une telle courbe d'amplitude. Cette caractéristique video est représentée par la courbe *Ib* dans la partie inférieure de la figure 2.

Pour voir si cette courbe video est utilisable, voyons d'abord quelle partie de la caractéristique d'amplitude video doit être considérée comme idéale. Une courbe d'amplitude video rectangulaire est idéale pour tout ce qui se trouve entre la caméra et le téléviseur, mais elle n'est pas idéale pour le téléviseur lui-même, en raison des dépassements prononcés qui sont introduits par une coupure brusque de la bande passante. On préfère généralement une diminution plus graduelle vers les fréquences supé-

rieures. La forme exacte est plus ou moins une question d'opinion personnelle. On a tracé dans la fig. 2 la courbe II*b*, qui est une courbe de Gauss jusqu'à la fréquence de coupure, où l'amplitude est encore de 50 %.

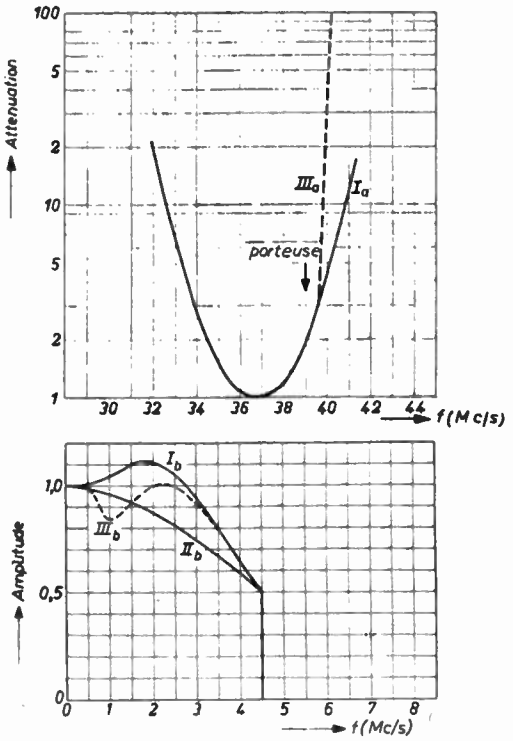


FIG. 2. — Ia : courbe d'amplitude M.F. selon une courbe de Gauss pour une bande passante de 39 Mc/s (onde porteuse) - 34,5 Mc/s. IIIa : courbe d'amplitude à une coupure plus brusque. Ib : courbe d'amplitude de la modulation équivalent à la courbe Ia ; IIIb : idem pour la courbe IIIa ; IIb courbe d'amplitude video optimum.

Evidemment, les écarts entre les courbes I et II ne sont pas très prononcés et diminuent encore dans le cas d'un signal à bande latérale unique. Pour cette raison, on a tracé dans le courbe M.F. la droite III, qui satisfait d'une manière quelconque aux exigences de la sélectivité. La courbe video III en ce cas s'approche évidemment encore mieux de la courbe idéale II. Nous ferons abstraction pour le moment de la phase et nous examinerons exclusivement le comportement des amplitudes.

Puisque nous disposons encore de la possibilité d'influencer la courbe video globale dans les circuits video, nous pouvons conclure, *qu'une courbe d'amplitude M.F., qui est une courbe de Gauss, est utilisable dans un téléviseur.*

Ensuite il faut considérer la sélectivité. On exige souvent un affaiblissement de cent fois de l'onde porteuse *son* du canal adjacent, c'est-à-dire 40 dB, rapporté au centre de la bande passante. La fréquence de cette onde porteuse diffère de 1,5 Mc/s de la fréquence porteuse image, elle est donc dans notre exemple de 40,5 Mc/s. Ici l'affaiblissement n'est que 7 fois et il manque environ un facteur 14 pour effectuer l'affaiblissement de 100 fois exigé. Il est donc nécessaire d'augmenter l'affaiblissement et cela sans influencer la courbe de retard aux environs de l'onde porteuse image, qui se trouve à 39 Mc/s.

Pour trouver la solution à ce problème, revenons à la loi de Bayard-Bode. Nous mettrons la grandeur A, qui ne peut plus être une fonction purement quadratique de la fréquence, sous la forme :

$$A = A_1 + A_2, \qquad (4)$$

où A_1 est la fonction quadratique considérée jusqu'ici, tandis que A_2 est l'apport nécessaire pour réaliser la sélectivité demandée. La loi de Bayard-Bode s'écrit maintenant :

$$\frac{B_c}{\omega_c} = \frac{2}{\pi}\int_0^\infty \frac{A_1 - A_c}{\omega_2 - \omega_c^2}\,d\omega + \frac{2}{\pi}\int_0^\infty \frac{A_2}{\omega^2 - \omega_c^2}\,d\omega \qquad (5)$$

Le premier terme donne le retard de phase normal et constant, tandis que le deuxième terme donne l'influence de l'augmentation de la sélectivité.

Evidemment ce deuxième terme doit être réduit le plus possible. Du point de vue de la réduction nécessaire, la grandeur A_2 peut être nulle à toutes les fréquences, sauf dans la bande à réduire. Celle-ci est déterminée par la largeur du spectre de l'émetteur *son* et, augmentée un peu pour couvrir l'instabilité de l'accord du récepteur.

Dans la figure 3, on a tracé une parabole A_1 et un rectangle A_2 qui représente l'atténuation additionnelle nécessaire. Pour des pulsations ω_c pas très proches de la pulsation ω_a de la crête d'atténuation, le second terme de l'équation (5) est proportionnel

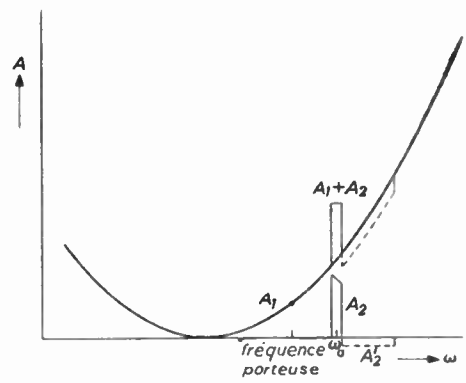


FIG. 3. — Les termes A_1 et A_2 en fonction de la pulsation de l'équation (5). L'onde porteuse *son* du canal adjacent a la pulsation ω_a.

à l'aire du rectangle, parce que $\omega^2 - \omega_c^2$ est à peu près constant. Il en résulte qu'on peut diminuer l'influence sur la courbe de phase de l'atténuation additionnelle en la réduisant autant que possible à la plage de fréquences qui doit être supprimée.

On peut se demander si une extension de la fonction A_2 par une partie négative A_2' aurait une influence avantageuse sur le comportement de la

courbe de phase, parce que cela pourrait diminuer davantage la largeur du deuxième terme de l'équation (5), en tout cas aux environs de la fréquence porteuse vision. Un tel effet se présente pour certains circuits pièges et on a trouvé qu'en ces cas, la courbe de retard est plus plate qu'avec des circuits pièges qui n'introduisent pas cette partie négative.

Il va sans dire que les courbes réelles qu'on peut réaliser dans la pratique diffèrent beaucoup des rectangles considérés jusqu'ici. Néanmoins, ces considérations théoriques donnent des directives pour la mise au point d'un amplificateur à phase linéaire.

III. — Description du téléviseur à phase linéaire.

III *a*. — *Etages M.F.*

Pour discuter le récepteur lui-même, nous suivrons le même plan que jusqu'ici, donc d'abord nous considérons un amplificateur M.F. à phase linéaire, sans tenir compte de la suppression nécessaire à la fréquence de l'onde porteuse son du canal adjacent. Ensuite nous parlerons du circuit piège nécessaire pour établir cette suppression.

La méthode de calcul d'un amplificateur M.F. à courbe d'amplitude plate est bien connue. On utilise soit des circuits décalés, soit des filtres de bandes, et on calcule assez aisément les fréquences de résonance des différents circuits, leurs amortissements, couplages etc. Pour établir un amplificateur à courbe de retard plate, les calculs sont un peu plus compliqués, mais peuvent être faits [4] [5].

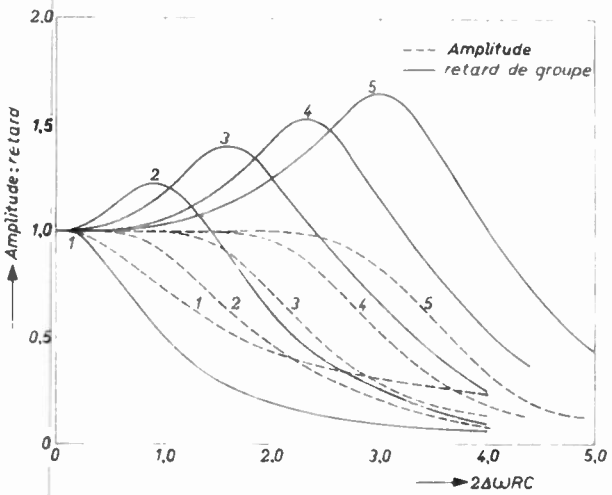


FIG. 4. — Courbes d'amplitude (lignes brisées) et courbes de retard de groupe (lignes pleines) d'un amplificateur à nombres différents de circuits décalés pour une courbe d'amplitude plate dans la bande passante.

Dans la figure 4 les deux familles de courbes représentent les courbes d'amplitude (lignes brisées) et les courbes de retard de groupe (lignes pleines) d'un amplificateur à circuits décalés pour différents nombres de circuits accordés pour le cas d'une courbe d'amplitude plate dans la bande passante. On voit comment la bande passante s'élargit quand le nombre des circuits croît, mais en même temps, comment les déformations de la courbe de retard augmentent aussi.

Une situation analogue se présente dans la fig. 5 qui représente les courbes d'amplitude et de retard dans le cas d'une courbe de retard plate. On voit comment la largeur de bande à temps de retard constant s'accroît si on utilise un plus grand nombre

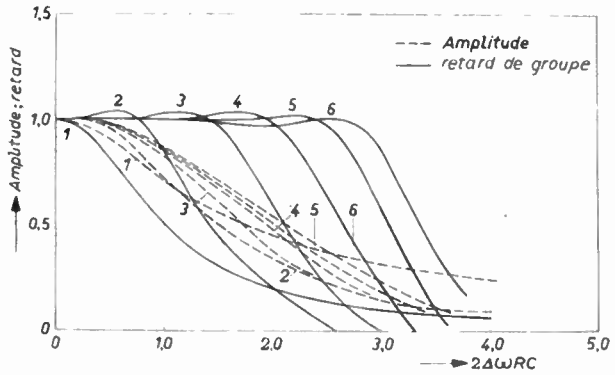


FIG. 5. — Les mêmes courbes de la fig. 4 pour le cas d'une courbe de retard de groupe plate dans la bande passante.

de circuits, mais aux limites de la bande de fréquences où le retard est encore constant, la courbe d'amplitude « tombe » de plus en plus. Evidemment on peut réaliser soit une courbe d'amplitude plate, soit une courbe de retard plate, mais pas toutes les deux à la fois.

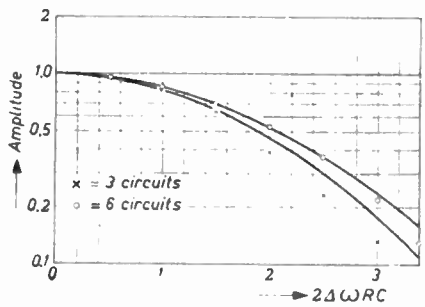


FIG. 6. — Les courbes d'amplitude pour 3 circuits (petites croix) et 6 circuits (petits cercles) de la figure 5 comparées avec des courbes de Gauss (lignes pleines).

La figure 6 montre comment la courbe d'amplitude s'approche d'une courbe de Gauss, lorsque le temps de retard est constant. Les petites croix et les petits cercles dans cette figure indiquent le comportement de la courbe d'amplitude pour des combinaisons de respectivement trois et six circuits décalés. Les lignes pleines sont des paraboles exactes et puisque l'échelle de cette figure est logarithmique, ces lignes sont des courbes de Gauss. On voit comment les caractéristiques d'amplitudes s'approchent des courbes de Gauss ; les premières déviations se présentent aux grandeurs 1,4 et 2,7 sur l'axe des abscisses. Comparez cela avec la déviation de la courbe de retard de groupe dans la figure 5.

Disposant des courbes de la figure 5 et des données des circuits correspondants, il faut ensuite choisir le nombre de circuits décalés, ou filtres de bandes analogues, à utiliser dans l'amplificateur M.F. On prend ici en considération les points suivants :

1° Le *nombre d'étages* ;

2° La *largeur de bande*, déterminée par les deux fréquences où l'amplification est réduite d'un facteur deux, le temps de retard étant constant dans toute cette bande ;

3° L'*amplification totale*, qui doit être évidemment aussi élevée que possible ;

4° La *sélectivité*, qui sera plus élevée au fur et à mesure que le nombre de circuits sera plus grand ; il sera donc avantageux d'utiliser le plus grand nombre de circuits possible.

Pour illustrer ces considérations, prenons l'amplificateur M.F. à phase linéaire qui a été mis au point. Dans ce récepteur, il y avait 5 étages M.F. et la largeur de bande était 4,5 Mc/s. Dans ces 5 étages, on pourrait utiliser au total 5, 6, 7, 8, 9 ou 10 circuits accordés, si on fait abstraction des circuits compliqués à plus de deux circuits accordés par étage. Pour chacun de ces cas on calcule l'amplification et en considérant en même temps la sélectivité, on peut décider du nombre de circuits à utiliser. Dans cet amplificateur, on utilise 8 circuits au total, de sorte que 4 circuits constituent une combinaison à courbe de retard plate, tandis que la courbe d'amplitude tombe d'un facteur $\sqrt{2}$ aux limites de la bande passante.

L'amplification moyenne par étage se révèle être de 10 à 15 % moindre qu'au cas où on utilise dans chaque étage un filtre de bande. Cela signifie une réduction de l'amplification totale d'un facteur deux; si cela n'était pas tolérable on pourrait réduire la largeur de bande de 10 à 15 %. En général, l'amélioration de l'image due à la suppression des erreurs de phase sera plus importante que la réduction de résolution causée par la diminution de la largeur de bande.

Considérons maintenant la suppression de l'onde porteuse *son* du canal adjacent. Comme nous l'avons déjà dit, l'influence du circuit piège utilisé pour effectuer cette suppression doit être limitée autant que possible aux environs directs de la fréquence à supprimer. Cela indique l'emploi des circuits pièges avec une induction élevée (et pour cela une faible capacité) ou bien des circuits bouchons de faibles impédances. Pourtant de tels circuits ont le désavantage de ne donner qu'une faible suppression.

La solution peut être trouvée par l'emploi de filtres de bandes pontés, qui permettent d'effectuer une suppression infinie à une fréquence déterminée. La figure 7 présente un tel circuit. Le couplage normal entre les deux circuits accordés est effectué par la capacité C_3, qui est court-circuitée à la fréquence à supprimer par le montage en série de $L_4 - C_4$. La résistance toujours présente dans ce dernier circuit empêche une suppression totale, et il est évident qu'au fur et à mesure que l'on augmente la valeur de l'induction L_4, la résistance en série croît et la

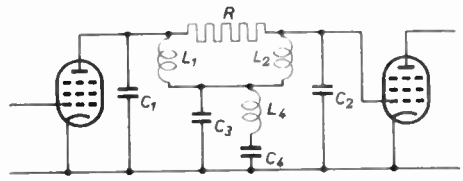


FIG. 7. — Filtre de bande ponté.

suppression diminue. Mais le couplage additionnel, introduit par la résistance R, peut maintenant compenser le couplage résiduel dû au circuit en série $L_4 - C_4$.

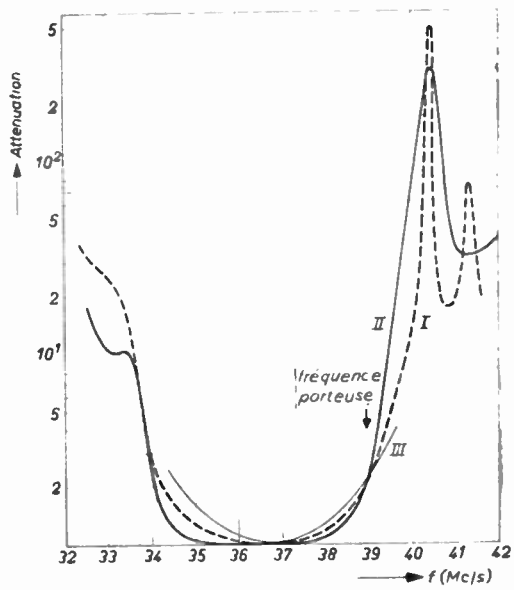


FIG. 8. — Courbes d'amplitude M.F. d'un récepteur normal (ligne pleine) et du récepteur à phase linéaire (ligne brisée). La courbe III représente une parabole.

On a réalisé la suppression nécessaire en n'utilisant qu'un circuit piège. Afin d'indiquer l'ordre de grandeur des impédances utilisées : la capacité de couplage C_3 est de 100 pF ; la capacité du circuit piège C_4 de 5 pF.

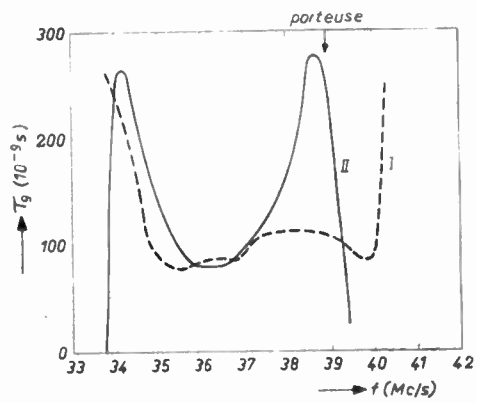


FIG. 9. — Courbes de retard de groupe M.F. d'un récepteur normal (ligne pleine) et du récepteur à phase linéaire (ligne brisée).

Les figures 8 et 9 montrent les courbes d'amplitude et de retard de groupe mesurées sur l'amplificateur à phase linéaire (lignes brisées) et sur un récepteur tout à fait conventionnel (lignes pleines).

On voit comment la courbe de retard du récepteur conventionnel présente une crête prononcée qui coïncide à peu près avec l'onde porteuse, ce qui donne lieu à une distorsion de phase considérable du signal video.

Les figures 8 et 9 montrent aussi comment des écarts assez grands des deux courbes de retard correspondent à des faibles écarts des courbes d'amplitude. Pour cette raison, il sera très difficile de mettre au point un amplificateur M.F. à phase linéaire en mesurant seulement la courbe d'amplitude. Il faut qu'on dispose d'appareils de mesure de temps de retard adéquats [6] [7].

fréquences de 31,9 et 41,4 Mc/s. Les deux derniers étages contiennent deux filtres de bandes, donc aussi quatre circuits, et ici aussi l'ensemble est à phase linéaire. Les deux circuits pièges servent à supprimer les fréquences de 33,4 et 40,4 Mc/s.

III *b, Etages H.F. et videofréquence.*

Jusqu'ici, seul l'amplificateur M.F. a été considéré, parce que cet amplificateur est la cause des erreurs de phase les plus importantes dans un téléviseur. Néanmoins, il faut aussi prêter attention aux autres parties du récepteur.

Quant aux *étages H.F.*, on peut être très bref. Ces étages ne contiennent qu'un ou deux circuits accordés et ne peuvent donc pas introduire de très grandes erreurs de phase.

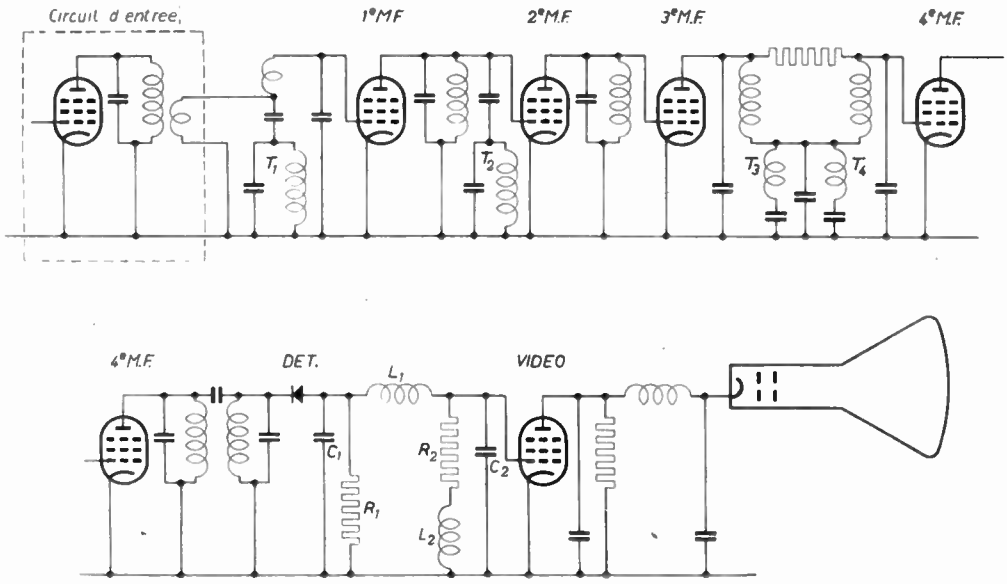


FIG. 10. — Circuit simplifié de l'amplificateur M.F. à phase linéaire.

La courbe des amplitudes de l'amplificateur à phase linéaire montre qu'à part la suppression nécessaire à la fréquence de 40,4 Mc/s, qui est dans ce cas la fréquence correspondant à l'onde porteuse *son* du canal adjacent, il y a deux autres crêtes d'amortissement. Une crête se trouve à 33,4 Mc/s et sert à diminuer l'onde porteuse *son* propre, l'affaiblissement de 10 fois étant suffisant pour le système « inter-carrier sound » utilisé dans ce récepteur.

Le circuit piège qui introduit une crête à 41,4 Mc/s est nécessaire pour empêcher que la courbe d'amplitude retombe trop. L'influence d'un troisième circuit piège n'apparaît pas dans cette caractéristique parce que ce circuit supprime l'onde porteuse vision du canal voisin à la fréquence de 31,9 Mc/s, mais ce circuit piège est indiqué dans le schéma simplifié de la figure 10.

On y voit dans les trois premiers étages un filtre de bande et deux circuits décalés, qui constituent ensemble un réseau à courbe de retard plate. Les deux circuits pièges qu'on y voit suppriment les

L'amplificateur video fréquence exige plus d'attention. D'abord la courbe d'amplitude doit être plate jusqu'à la fréquence de coupure parce que les fréquences video élevées sont déjà amorties d'un facteur deux dans l'amplificateur M.F. Du reste, l'amplificateur videofréquence ne présentait beaucoup de difficultés du point de vue de la linéarité de la courbe de phase.

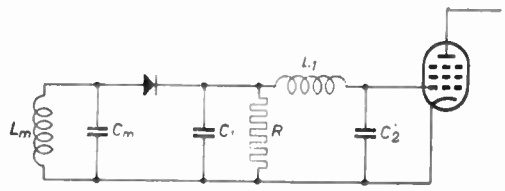


FIG. 11. — Etage détecteur conventionnel avec un filtre en π.

Par contre *le circuit détecteur* présentait un problème intéressant. Le circuit détecteur utilisé était tout à fait conventionnel et consistait du côté video-

fréquence en un filtre en π, avec une résistance montée directement après le cristal (fig. 11).

En mesurant la caractéristique d'amplitude video globale, on trouva qu'elle ne correspondait pas à ce que l'on pouvait calculer en se basant sur les caractéristiques H.F., M.F. et videofréquence, mais on constata dans la courbe d'amplitude une bosse inattendue de 10 à 15 % aux fréquences video centrales.

Pour expliquer cet effet il faut se rappeler que pour un détecteur, l'impédance de charge ne doit pas différer beaucoup pour un courant continu et pour un courant alternatif. Dans le montage de la figure 11, l'impédance de charge est nulle à la résonance de L et C_2. Cette résonance est située à environ 0,7 ω_{max}, donc ici à environ 3,2 MHz. Cela signifie qu'à cette fréquence de modulation, il ne peut y avoir une tension video aux bornes du détecteur. En d'autres termes, on a affaire à un mécanisme redresseur qui ne rappelle en aucune manière le processus de détection normal.

A bien réfléchir, on devrait s'étonner encore davantage que la courbe d'amplitude globale, mesurée à la sortie de la section en π, donc aux bornes du condensateur C_2, ne diffère pas plus de celle que l'on trouverait dans le cas d'un détecteur de tension et d'une section en π qui ne s'influenceraient pas. Il paraît probable qu'à la fréquence de résonance en question, il se présente un processus de « *détection de courant* », qui apparamment fonctionne encore assez bien.

Etant donné qu'à ce stade de nos recherches, le temps nous faisait défaut pour analyser complètement ce processus de détection, nous avons abordé le problème comme suit : ce qui précède met l'accent sur la faible impédance qui se forme à cause de la résonance série de L avec C_2. Si cela est la raison de l'écart constaté, il faut qu'un *certain amortissement* du circuit L-C_2, ait une influence marquée en empêchant que l'impédance série devienne trop faible.

Afin de contrôler ce phénomène, nous avons scindé la résistance R en une résistance d'entrée et une résistance de sortie de la section en π. En effet, on constata que la courbe video, à laquelle on pouvait s'attendre théoriquement (en se basant sur la détection de tension supposée) correspondait mieux aux courbes video mesurées. Ce qui fut surtout intéressant au cours de ces expériences, c'est *le fait que cette modification de la forme de la caractéristique d'amplitude video n'est accompagnée que d'une très légère variation de la caractéristique de retard video.*

Cette variation de la caractéristique de retard était bien plus petite que la variation qui se présente lorsque, dans la partie purement video, donc par exemple dans le circuit anode du tube video, on amenait la caractéristique d'amplitude à la forme voulue par des mesures appropriées. Il semble que ce montage détecteur ne peut être considéré comme un réseau à phase minimum.

L'intérêt de ces expériences est le fait que l'on peut constater qu'il est possible d'influencer la caractéristique d'amplitude, en modifiant le circuit du détecteur, et cela, en n'influant que très légèrement la caractéristique de retard.

Ceci donne un moyen de plus pour donner la forme voulue aux caractéristiques globales.

IV. — Comparaison d'un téléviseur conventionnel à téléviseur à phase linéaire.

Dans la figure 12 sont présentées les courbes d'amplitude globales d'un récepteur normal et du récepteur à phase linéaire. La courbe I vaut pour le récepteur à phase linéaire, les courbes II et III valent

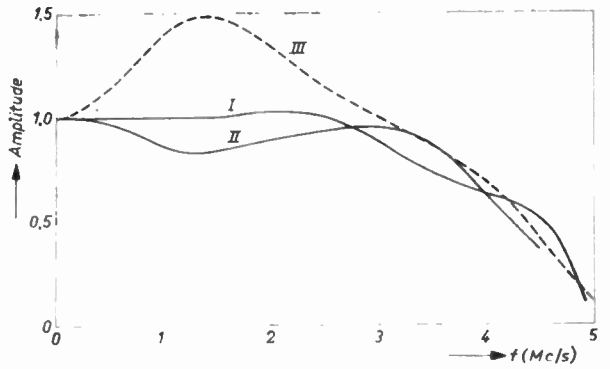


FIG. 12. — Courbes d'amplitude video globales du récepteur à phase linéaire (courbe I), d'un récepteur normal sans compensation de phase dans la partie videofréquence (courbe II) et avec une telle compensation (courbe III).

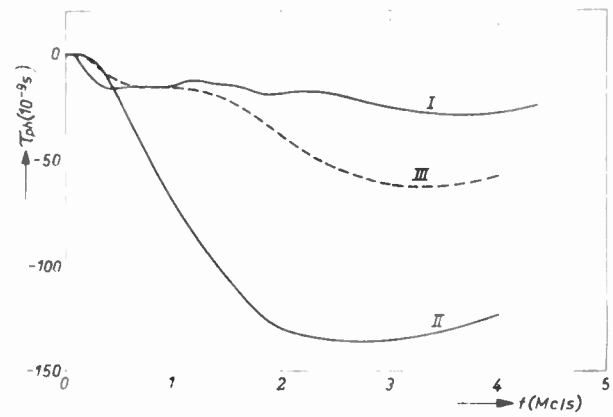


FIG. 13. — Courbes de retard de phase pour les récepteurs indiqués dans la légende de la fig. 12.

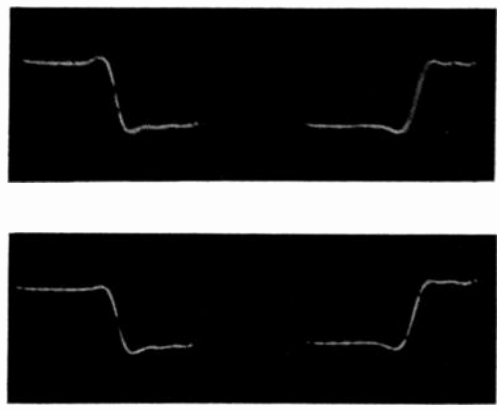


FIG. 14. — Réponse transitoire globale du récepteur à phase linéaire. Le taux de modulation est de 10 % pour les courbes supérieures et de 70 % pour les courbes inférieures. Le blanc correspond au niveau supérieur et le noir au niveau inférieur.

FIG. 15-22. — Photographies de l'écran d'un téléviseur à phase linéaire (séries A) et d'un téléviseur conventionnel avec compensation des erreurs de phase M.F. dans la partie videofréquence (séries B) à différents désaccords. Les grandeurs Δf indiquent le désaccord relativement à l'accord exact. Un désaccord négatif correspond à une variation de la fréquence de l'onde porteuse dans la direction du centre de la bande passante.

Le défaut de résolution dans les figures est causé par la photographie ; on peut distinguer plus de 400 lignes séparées dans le cas de l'accord exact.

Les photographies ont été faites avec un émetteur à double bande latérale.

pour un récepteur normal sans et avec compensations des erreurs de phase dans la partie videofréquence.

La figure 13 montre les courbes de retard de phase videofréquence globales pour les mêmes récepteurs.

La *réponse transitoire globale* du récepteur à phase linéaire est représentée par la figure 14. Les courbes supérieures ont été mesurées pour un faible taux de modulation (10 %). L'absence de distorsion de phase est indiquée par la bonne symétrie de ces courbes.

Les courbes inférieures ont été mesurées pour un taux de modulation élevée (70 %). On voit que le dépassement du côté blanc, qui est présent dans les courbes supérieures, est à peu près compensé par l'influence de la détection du signal à bande latérale asymétrique [8]. Le résultat est une réponse transitoire presque idéale pour la largeur donnée de la bande passante. Les dépassements du côté noir ne gênent pas, parce que plus-noir-que-noir est invisible dans l'image.

Les figures 15-22 sont des photographies qui ont été faites de l'écran du téléviseur à phase linéaire (série A) et d'un téléviseur normal (série B) à différents désaccords. Pour des désaccords positifs, la fréquence de l'onde porteuse M.F. croît, de sorte que l'onde porteuse monte le flanc de la courbe d'amplitude (voir figure 8). D'autre part, pour des désaccords négatifs, la fréquence de l'onde porteuse se déplace dans la direction du centre de la bande passante.

Ces figures montrent très bien comment la qualité de l'image d'un récepteur conventionnel avec compensation des erreurs de phase M.F. dans la partie videofréquence, diminue fortement même pour de faibles désaccords, tandis que l'image du téléviseur à phase linéaire ne change guère, même avec des désaccords considérables.

Conclusion.

Tandis que les erreurs de phase, introduites dans la partie moyenne fréquence d'un récepteur de télévision, peuvent être compensées dans la partie videofréquence soit de l'émetteur, soit du récepteur, cette compensation a le désavantage important d'être aisément perturbée, par exemple par un faible désaccord ou par des écarts comme peuvent s'en présenter entre différents récepteurs.

On a montré qu'il est possible de mettre au point un amplificateur M.F., qui, en satisfaisant les exigences à la sélectivité, ne présente que des faibles erreurs de phase, et cela sans utilisation de circuits compliqués.

BIBLIOGRAPHIE

[1] H.W. Bode. — *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*, D. van Nostrand and C°, New York, 1953, p. 302-336.

[2] J. Peters. — *Einschwingvorgänge, Gegenkopplung, Stabilität*, Springer Verlag, Berlin 1954, p. 43-45.

[3] A. Dubec. — *Onde Electr.*, 33, 606-614, 1953.

[4] Fromageot et Belgadère. — *Ann. des Télécomm.*, 4, 169-176, 1949.

[5] J. Harmans. — *Funk und Ton*, 72-80, 1948.

[6] A. v. Weel. — *Philips Res. Rep.*, 7, 467-473, 1952.

[7] J.H. de Boer et A. van Weel. — *Revue techn. Philips* 15, 335-344, 1954.

[8] L. Bourassin. — *Onde Electr.*, 34, 879-913, 1020-1040, 1954.

RÉFLECTEURS PASSIFS POUR FAISCEAUX HERTZIENS

(Etude expérimentale)

PAR

G. ANDRIEUX

Ingénieur E.R.B. et E.S.E.
(Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquées)

Introduction.

La généralisation des télécommunications par faisceaux hertziens en ondes centimétriques au cours des dernières années a multiplié le nombre des problèmes d'infrastructure posés par l'installation des équipements. La récente apparition des réflecteurs passifs a apporté une solution élégante à certains de ces problèmes particulièrement importants par leur incidence économique.

On sait que la propagation des ondes centimétriques se rapproche de celle des ondes lumineuses et que, par suite, les aériens de deux stations successives doivent se trouver en visibilité optique. Les stations relais sont donc généralement installées sur des crêtes de terrain à des distances moyennes de l'ordre de 50 km. Mais certaines de ces crêtes, notamment en région montagneuse, sont parfois d'un accès difficile et situées loin de toute source d'énergie. Il est presque impossible d'y installer un relais actif et on préfère remplacer celui-ci par un relais passif d'entretien facile fonctionnant sans apport d'énergie extérieure. Un tel relais passif peut être constitué de deux aériens convenablement orientés et réunis par une section de ligne de transmission ou bien d'un réflecteur plan agissant comme un miroir. Dans la plupart des cas pratiques les rendements de ces deux types de relais passifs sont comparables et la simplicité du second le fera préférer. Ce type de réflecteur plan destiné à faire franchir un obstacle gênant au faisceau hertzien sera appelé par la suite réflecteur à grande distance.

Mais malgré leur installation sur des crêtes de terrain les aériens des stations relais classiques doivent être généralement surélevés, ne serait-ce que pour éviter les obstacles situés dans leur voisinage immédiat (arbres, maisons d'habitation, etc..). Il faut donc ériger pour chaque station relais une tour ou un pylône de hauteur convenable suivant la topographie du terrain et la longueur du trajet à effectuer. Or, pour des raisons techniques (pertes dans les feeders d'aériens, distorsion par effet de longue ligne, entraînement de fréquence lors de l'emploi à l'émission d'un auto-oscillateur modulé, etc.), il est souhaitable que les équipements *SHF* soient situés à proximité des aériens. Cependant la solution qui consiste à installer à la fois les aériens et les équipements *SHF* au sommet d'une tour est très onéreuse et ne se justifie que lorsqu'on peut utiliser des édifices déjà existants ou lorsque la station dessert plusieurs directions. Par contre l'installation de réflecteurs passifs au sommet d'un pylône permet de ramener au sol les aériens eux-mêmes qui se trouvent alors à proximité des équipements *SHF* et sont pointés vers les réflecteurs correspondants. Un réflecteur employé dans ces conditions se trouve en général dans la zone de Fresnel de l'aérien associé et forme avec ce dernier un aérien composé qui doit être étudié comme un tout. On peut noter qu'un tel réflecteur n'est pas nécessairement plan ; cependant en raison de leur plus grande facilité d'exécution et de contrôle on utilise le plus souvent des réflecteurs plans.

Le travail effectué a eu pour but l'étude des performances d'un système comprenant un réflecteur plan associé à un aérien donné. L'exposé commence cependant par un aperçu des propriétés des réflec-

teurs à grande distance dont la connaissance est nécessaire pour l'interprétation de certaines mesures.

L'étude comprend deux parties :

— La mesure du rendement du réflecteur, c'est-à-dire du rapport du gain du système réflecteur-aérien au gain de l'aérien utilisé seul ;

— La mesure des couplages introduits entre aériens d'une même station par la présence des réflecteurs.

Les mesures ont été conduites à la longueur d'onde de 1,25 cm qui a permis de réaliser sur un emplacement réduit les conditions d'espace libre. Elles entrent cependant dans le cadre général de recherches sur des faisceaux hertziens fonctionnant à la longueur d'onde de 8,75 cm, aussi s'agit-il d'une étude sur maquette au 1/7. Pour que la transposition soit pleinement valable on a apporté un grand soin à la réalisation du matériel. Des mesures comparées de gain et d'adaptation effectuées sur les aériens à $\lambda = 8{,}75$ cm et sur leurs homologues à $\lambda = 1{,}25$ cm ont donné des résultats très voisins prouvant que les seconds ont été reproduits avec une précision satisfaisante.

Rappels théoriques.

A. — Réflecteurs a grande distance.

1° *Considérations générales.*

Les propriétés générales des réflecteurs à grande distance ont déjà été exposés dans la littérature technique [1] [2] [3]. On se bornera donc à rappeler ici les plus importantes.

Il faut d'abord noter que l'analogie entre réflecteurs passifs en ondes centimétriques et miroirs optiques ne saurait être menée bien loin. En effet un réflecteur de dimensions déjà importantes (5 m × 5 m) utilisé à la longueur d'onde de 8,75 cm n'aurait, réduit à l'échelle des radiations lumineuses du centre du spectre visible, que 0,03 mm de côté environ. Il produit donc des effets de diffraction très marqués.

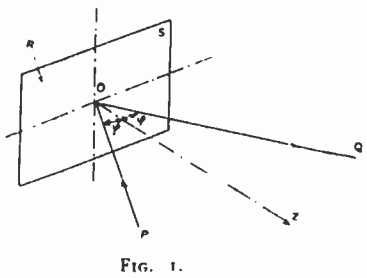


Fig. 1.

Soit une onde plane qui se propage le long d'un rayon *PO* et frappe en son centre le réflecteur rectangulaire *R* représenté sur la figure 1, en faisant avec la normale *OZ* au réflecteur l'angle d'incidence φ. Les côtés du réflecteur sont supposés orientés de telle façon que le plan d'incidence soit un plan médian de celui-ci. On démontre que le diagramme de diffraction de l'onde dans le plan d'incidence *POZ* comprend une lobe principal dont le maximum est dirigé suivant la droite *OQ* symétrique de *OP* par rapport à *OZ*. Ce lobe principal, sensiblement symétrique lorsque le réflecteur est suffisamment grand, est encadré d'un certain nombre de lobes secondaires dont les amplitudes décroissent lorsqu'on s'éloigne de *OQ*. De même on démontre que le diagramme de diffraction dans le plan passant par *OQ* et perpendiculaire au plan d'incidence comprend encore un lobe principal dont le maximum est dirigé suivant *OQ* et un certain nombre de lobes secondaires dont les amplitudes décroissent lorsqu'on s'éloigne de *OQ*. Ces deux diagrammes montrent que la direction de rayonnement maximum est celle du rayon réfléchi au sens de l'optique géométrique.

Ces résultats sont rigoureux à distance suffisamment grande du réflecteur (au delà de la zone de Fresnel de celui-ci). De plus, si on se limite à l'étude de la diffraction dans une direction voisine de celle du rayonnement maximum, le réflecteur peut être remplacé par une ouverture rectangulaire située dans un plan normal à cette direction, de surface égale à la surface projetée *S'* du réflecteur sur ce plan, et dont tous les éléments rayonnent en phase. En fonctionnement normal le réflecteur peut donc, comme le

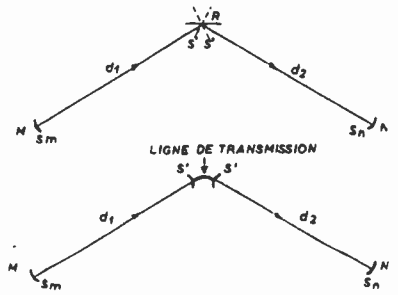


Fig. 2.

montre la figure 2, être remplacé par deux ouvertures Σ_1 et Σ_2 normales aux directions incidente et réfléchie et ayant une surface égale à la surface apparente *S'* du réflecteur suivant ces directions. On peut considérer que l'énergie recueillie par l'une de ces ouvertures est intégralement transmise à l'autre et rerayonnée par celle-ci.

2° *Rendement du réflecteur.*

On a représenté sur la figure 3*a* un réflecteur *R* de surface *S* situé à des distances d_1 et d_2 de deux stations *M* et *N*. Soient S_m et S_n les surfaces effectives des aériens équipant ces stations et *S'* la surface

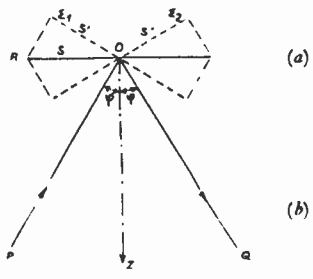


Fig. 3.

apparente du réflecteur vu de *M* ou de *N*. Il est aisé de voir que le rapport de la puissance reçue à la

station N à la puissance émise à la station M après réflexion sur le réflecteur R est égal à :

$$\frac{P'_r}{P_e} = \frac{S'^2 S_m S_n}{\lambda^4 d_1^2 d_2^2}$$

Si la liaison entre M et N s'effectuait directement mais avec un trajet global $d_1 + d_2$, le rapport précédent serait :

$$\frac{P''_r}{P_e} = \frac{S_m S_n}{\lambda^2 (d_1 + d_2)^2}$$

On appellera par définition rendement du réflecteur le rapport :

$$\eta = \frac{P'_r}{P''_r} = \frac{S'^2 (d_1 + d_2)^2}{\lambda^2 d_1^2 d_2^2}$$

L'examen de cette formule montre que si la distance $d_1 + d_2$ est supposée constante, le rendement du réflecteur est minimum lorsque $d_1 = d_2$. On a donc intérêt à placer le réflecteur le plus près possible de l'une des deux stations.

A la limite si d_1 est beaucoup plus grand que d_2 la formule se simplifie et on obtient :

$$\eta = \frac{S'^2}{\lambda^2 d_2^2}$$

Exemple numérique : Un réflecteur rectangulaire de surface apparente $S' = 9$ m² (3 m × 3 m) utilisé à $\lambda = 8{,}75$ cm introduit sur un trajet global de 40 km une perte égale à :

– 39,7 dB lorsqu'il est situé à mi-parcours ($d_1 = d_2$)

– 25,3 dB lorsqu'il est situé à 2 km d'une station et à 38 km de l'autre.

Remarque :

Le calcul précédent ne fait intervenir que les pertes de propagation. En particulier on a pris pour surface effective du réflecteur sa surface apparente, ce qui se justifie en raison de la grande distance qui le sépare des stations émettrice et réceptrice et permet de l'assimiler à une ouverture uniformément illuminée. En toute rigueur il existe de légères pertes par effet de bord ; certains auteurs considèrent que pour le calcul de la surface du réflecteur on ne doit pas tenir compte d'une bande périphérique de largeur égale à $\lambda/4$. L'effet résultant sur le rendement reste très faible devant les pertes de propagation.

En outre il existe des pertes par effet Joule sur le réflecteur lui-même et des pertes par énergie transmise à travers le réflecteur lorsque la structure de celui-ci n'est pas continue (réflecteur constitué de tôles perforées ou d'un grillage pour des raisons d'allègement et de tenue au vent). Ces pertes sont encore très faibles et la baisse de rendement correspondante, généralement chiffrée à 1 %, est encore négligeable devant les pertes de propagation.

3° *Comparaison d'un réflecteur passif et d'un relais constitué de deux aériens identiques reliés par une ligne de transmission.*

Le raisonnement du paragraphe précédent et la formule à laquelle il conduit restent valables pour le relais de la figure 3*b*, mais S' représente maintenant la surface effective de l'aérien. L'efficacité des aériens courants pour ondes centimétriques est de 0,5 à 0,6 ; par suite dans le cas où les aériens du relais passif ont la même surface apparente que le réflecteur il faut tenir compte d'une perte supplémentaire de 2,5 dB environ par trajet partiel donc de 5 dB sur le trajet global. Cet avantage du réflecteur passif, vrai pour les surfaces apparentes, n'existe pour les surfaces réelles que si l'incidence du faisceau est inférieure à un angle de 55° environ, angle pour lequel, les rendements des deux types de relais passifs sont comparables.

4° *Conclusion.*

Quelques réalisations intéressantes [1] [2] [3] confirmant les résultats théoriques ci-dessus ont démontré l'utilité des réflecteurs comme relais passifs sur les trajets imparfaitement dégagés. On retiendra que pour une telle utilisation le réflecteur doit être placé aussi près que possible de l'une des stations et que l'angle d'incidence doit être faible si on désire

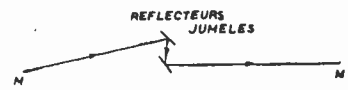


FIG. 4.

un rendement suffisant pour des dimensions acceptables. Lorsque les deux trajets partiels sont presque alignés cette dernière condition peut conduire à utiliser un système de réflecteurs jumelés à la manière d'un périscope ; cette solution schématisée sur la figure 4 a déjà été expérimentée au Maroc [2].

B. — SYSTÈME CONSTITUÉ D'UN AÉRIEN ET D'UN RÉFLECTEUR A FAIBLE DISTANCE.

(Cas du réflecteur situé en haut d'un pylône)

1° *Considérations générales.*

Le réflecteur étant situé à proximité de l'aérien, son illumination dépend maintenant de ses dimensions et de sa forme, des dimensions, de la forme et de l'illumination de l'ouverture de l'aérien, ainsi que de la distance qui sépare le réflecteur de l'aérien. Aussi l'analyse théorique de chaque problème particulier est beaucoup plus compliquée que dans le cas précédent. Parmi plusieurs études théoriques récemment publiées [4] [5] [6] [7] [8] celle de Jakes [4] donnait les résultats les plus aisément applicables au cas de l'aérien paraboloïdal déjà mis au point pour les faisceaux hertziens à $\lambda = 8{,}75$ cm. Pour cette raison l'étude expérimentale entreprise a d'abord consisté à vérifier les résultats de Jakes auxquels on accordera donc ici une importance particulière.

2° *Résultats théoriques de Jakes.*

Le système particulier étudié par Jakes est représenté sur la figure 5.

L'aérien a une ouverture circulaire de diamètre $2\,R$ dont l'illumination suit une loi de décroissance parabolique du centre vers le bord où elle est inférieure de 10 dB à sa valeur maximum.

Le réflecteur orienté à 45° sur le faisceau incident a une forme elliptique telle que sa projection sur le plan perpendiculaire au faisceau soit un cercle de diamètre $2a$ (axes $2a$ et $2a\sqrt{2}$).

La distance entre l'aérien et le réflecteur est égale à d.

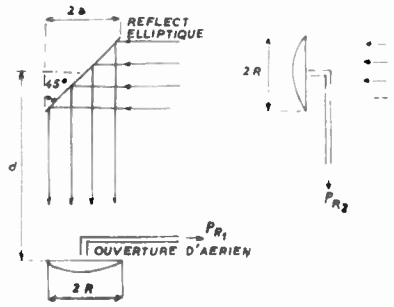


FIG. 5.

On suppose le système aérien-réflecteur utilisé à la réception et on appelle P_{R_1}, la puissance recueillie par l'aérien lorsqu'une onde plane issue d'un émetteur à grande distance frappe le réflecteur sous l'incidence de 45°. On appelle P_{R_2} la puissance qui serait recueillie par l'aérien s'il était utilisé seul et occupait la place du réflecteur. On étudie le rapport P_{R_1}/P_{R_2} en fonction de a, R, λ et d. Pour cela on calcule d'abord, la distribution du champ diffracté sur le plan d'ouverture de l'aérien, puis on intègre ce champ sur l'ouverture compte tenu de la loi parabolique d'illumination de celle-ci. Jakes fait deux hypothèses simplificatrices:

— L'ouverture elliptique du réflecteur est remplacée par une ouverture uniformément illuminée de diamètre $2a$ égale à sa surface apparente, et située à la distance d (cette hypothèse déjà faite pour le réflecteur à grande distance est valable lorsqu'on étudie le diagramme de diffraction du réflecteur dans un petit angle solide autour de la direction de rayonnement maximum figurée ici par l'axe commun à l'aérien et à l'ouverture équivalente au réflecteur) ;

— La distance l indiquée sur la figure 6 et qui sépare un point M de coordonnées polaires ρ et Φ, situé sur l'ouverture équivalente au réflecteur, d'un point N de coordonnées polaires r et θ, situé sur l'ouverture de l'aérien, est prise égale à la valeur approchée :

$$l = d + \frac{\rho^2 + r^2 - 2\,r\,\rho\cos(\theta - \Phi)}{2\,d}$$

Cette formule est valable à 1 % près pour

$$R + a < 0{,}176\,d$$

Avec des dimensions d'aérien et de réflecteur de l'ordre de 3 m, ($2\,R = 2\,a = 3$ m) ceci correspond à une distance d supérieure à 17 mètres, qui justifie cette simplification pour les cas usuels.

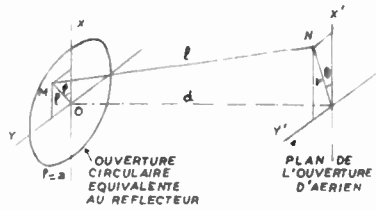


FIG. 6.

Hormis ces deux simplifications le calcul de Jakes est rigoureux. La solution numérique du problème a été effectuée au moyen d'un calculateur électronique. Les résultats sont présentés sous la forme d'un abaque universel donnant P_{R_1}/P_{R_2} en fonction de la variable $\frac{1}{K} = \frac{\lambda d}{4\,a^2}$, la grandeur $l = \frac{R}{a}$ étant prise comme paramètre.

Cet abaque, reproduit sur la figure 7 montre que le système est susceptible de fournir un gain pour un rapport $\frac{R}{a} < 0{,}8$, c'est-à-dire lorsque le diamètre du réflecteur est supérieur à 1,25 fois celui de l'ouverture du paraboloïde. Toutefois ce gain reste assez faible et n'existe que pour des distances d

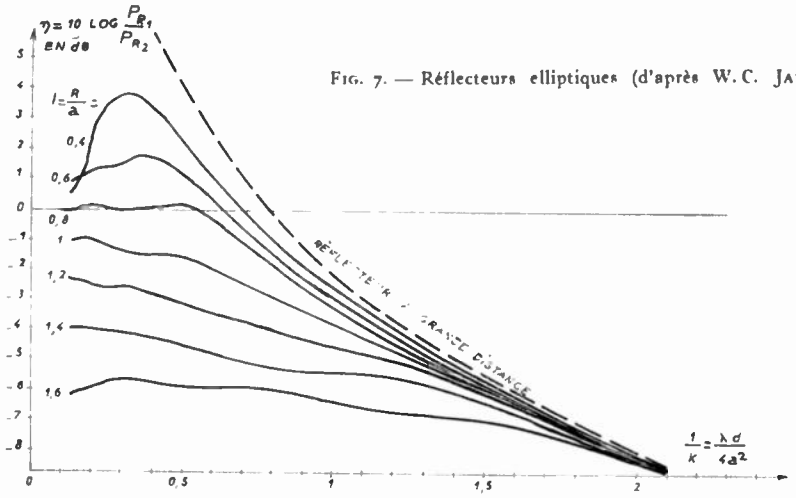


FIG. 7. — Réflecteurs elliptiques (d'après W. C. JAKES).

inférieures à une valeur qui dépend de ce rapport $\frac{R}{a}$

Cependant, et cela est plus important, pour $\frac{R}{a} = 0{,}8$. c'est-à-dire pour un réflecteur de dimensions acceptables, le rendement du système est voisin de l'unité pour des distances d, donc des hauteurs de pylône, dans le rapport de 1 à 5.

3° *Comparaison des réflecteurs elliptiques et rectangulaires.*

La confrontation de l'étude de Jakes et des diverses autres études parues montre qu'à égalité des axes le réflecteur elliptique est plus avantageux que le réflecteur rectangulaire, et ceci indépendamment d'une analyse théorique plus simple pour le premier. Le système utilisant un réflecteur elliptique associé à un aérien de révolution présente en effet pour le calcul du moins, une symétrie de révolution, si on néglige cependant avec tous les auteurs la légère différence entre les diagrammes de directivité horizontal et vertical de l'excitateur d'aérien.

A partir du travail de Greenquist et Orlando [5] un réseau de courbes semblable à celui de Jakes peut être tracé pour un réflecteur rectangulaire. Dans ce réseau rapporté sur la figure 8, $2a$ représente maintenant le petit côté du réflecteur rectangulaire. On peut remarquer que pour des distances suffisamment grandes les courbes de rendement pour les

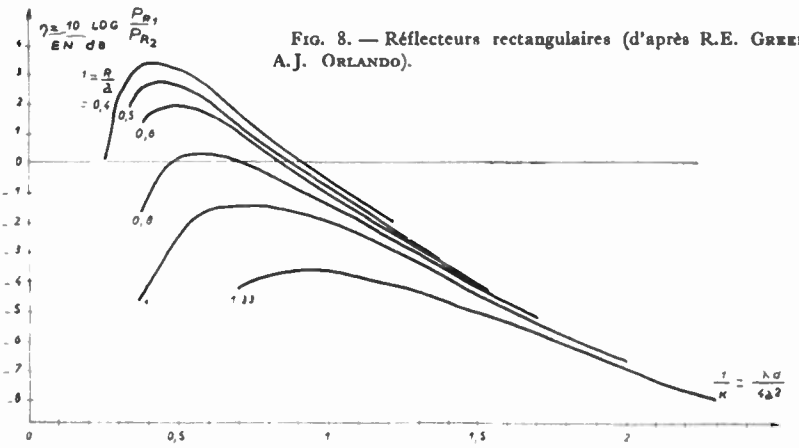


Fig. 8. — Réflecteurs rectangulaires (d'après R.E. Greenquist et A.J. Orlando).

réflecteurs rectangulaires sont au-dessus des courbes correspondantes pour les réflecteurs elliptiques. Cela est normal car on se rapproche alors du cas du réflecteur à grande distance dont le rendement est proportionnel au carré de la surface apparente. A la limite cet écart tend, pour le cas considéré, vers 2,1 dB (20 fois log $4/\pi$). Mais dans le domaine intéressant de l'abaque, c'est-à-dire au voisinage des maxima des courbes, les rendements obtenus avec des réflecteurs de mêmes dimensions linéaires sont comparables et même légèrement plus élevés pour les réflecteurs elliptiques.

D'ailleurs lorsque le rapport $l = \frac{R}{a}$ tend vers 0 (cas du réflecteur illuminé par une source ponctuelle) il est possible de démontrer que le gain maximum obtenu pour le réflecteur elliptique est de 6 dB alors qu'il n'est que de l'ordre de 5 dB pour le réflecteur rectangulaire [6] [7] [8]. Physiquement, cela s'explique par le fait que ce gain de 6 dB est obtenu lorsque le réflecteur elliptique est situé à une distance de l'aérien telle qu'il constitue une section exacte du premier ellipsoïde de Fresnel de l'émission effectuée à partir de ladite source ponctuelle. Cette condition ne peut évidemment jamais être réalisée avec un réflecteur rectangulaire.

On peut encore remarquer qu'en règle générale une ouverture circulaire donne des lobes secondaires plus faibles qu'une ouverture rectangulaire. Pour des ouvertures uniformément illuminées les niveaux de premier lobe secondaire rapportés au lobe principal sont respectivement de – 17,6 dB et de – 13,2 dB dans les deux cas.

En résumé, associé à un aérien donné, un réflecteur rectangulaire ne permet pas d'obtenir un rendement supérieur à celui du réflecteur elliptique ayant les mêmes axes. Par contre il est nettement plus lourd et plus encombrant et donne des lobes secondaires plus importants. Dans la majorité des cas le réflecteur elliptique semble donc préférable.

Mesures de gain.

On rappellera que le but de ces mesures fut la vérification expérimentale de l'étude théorique de Jakes, le sujet n'ayant donné lieu à aucune publication de travaux expérimentaux à la date où elles ont été entreprises.

A. — Considérations générales. — choix de la longueur d'onde 1,25 cm.

Dans le cadre général d'une étude de câble hertzien à la longueur d'onde de 8,75 cm la vérification de l'abaque de Jakes avec des éléments à échelle réelle, en nécessitant un matériel considérable et un vaste terrain dégagé, aurait été d'un prix de revient très élevé.

Heureusement les formules qui traduisent les propriétés des aériens montrent qu'il est toujours

possible de transposer à échelle réduite une étude de rayonnement ; il suffit pour cela de réduire dans le même rapport que la longueur d'onde de fonctionnement, les dimensions linéaires des éléments rayonnants et les distances entre ceux-ci. Du même coup, la longueur de la zone de Fresnel du système étudié qui définit pratiquement la distance à laquelle sont réalisées les conditions d'espace libre, se trouve réduite dans le même rapport.

Pour le cas qui nous occupe l'utilisation d'une longueur d'onde de 1,25 cm (échelle 1/7) a permis de rendre les divers éléments très maniables. Les diverses hauteurs de pylône ont été ramenées à des distances de 3 à 15 mètres. Enfin la zone de Fresnel du plus grand des réflecteurs étudiés a été réduite à 80 mètres. En supposant l'émetteur placé à cette distance on peut voir que le diamètre du premier ellipsoïde de Fresnel de la liaison est inférieur à 1 m. Par suite en surélevant faiblement les divers éléments de façon à dégager ce premier ellipsoïde de Fresnel, il a été possible de transposer le problème dans un plan horizontal, ce qui a rendu l'expérimentation beaucoup plus aisée. En définitive celle-ci a pu être conduite entre deux terrasses distantes de 65 m suivant le schéma décrit plus loin. Dans le cas du réflecteur le plus grand la première zone de Fresnel s'étendait donc jusqu'à une distance légèrement supérieure mais les résultats n'ont pas paru souffrir de cette infraction aux règles généralement admises.

B. — Description du matériel.

Dans le souci d'alléger au maximum le matériel d'étude toutes les mesures de gain ont été effectuées en détection directe d'une onde entretenue pure. Cette méthode était possible en raison de la faible distance séparant l'émetteur du récepteur. L'appareillage expérimental comprenait alors :

1° *A l'émission.*

— Un klystron Raytheon 2 K 33 donnant une puissance de l'ordre de 20 mW à 24 000 Mc/s sous une tension anodique de 1 600 V ;

— Un atténuateur variable à came pour le réglage de la puissance émise ;

— Une ligne de mesure utilisée en contrôle de niveau d'émission ;

— Un aérien de gain théorique 28 dB constitué par un cornet pyramidal d'ouverture 15 cm × 12 cm.

L'ensemble émetteur était monté sur un bâti rigide pourvu de réglages angulaires d'azimut et de site.

Le contrôle de la fréquence émise était effectué par intermittence au moyen d'un montage séparé comprenant un aérien pyramidal, un ondemètre à transmission et un montage détecteur à cristal.

2° *A la réception.*

— Un aérien paraboloïdal décrit plus loin, réplique au 1/7 d'un aérien de 3 mètres de diamètre pour câble hertzien à $\lambda = 8{,}75$. cm ;

— Un montage détecteur, pour cristal *IN* 26, adapté à la fréquence de fonctionnement 24 000 Mc/s.

Le courant détecté était mesuré au moyen d'un galvanomètre *AOIP* à index lumineux (sensibilité 0,75 μA pour 150 mm ; résistance 6 000 ohms).

L'ensemble récepteur était monté sur un pied d'optique de hauteur variable, pourvu de réglages angulaires d'azimut et de site.

3° *Ensemble aérien-réflecteur.*

On a effectué des mesures sur six ensembles différents composés chacun de l'aérien déjà cité et de l'un des réflecteurs elliptiques décrits ci-dessous.

Les caractéristiques de ces éléments étaient les suivantes :

a) Aérien.

— Caractéristiques du réflecteur paraboloïdal :

diamètre de l'ouverture : $2R = 435$ mm ;

distance focale : 140 mm.

— Caractéristiques de l'excitateur :

L'excitateur d'aérien du type à rayonnement arrière inventé par Cutler, est représenté sur la figure 9. Réglé à la fréquence de travail, son taux d'ondes

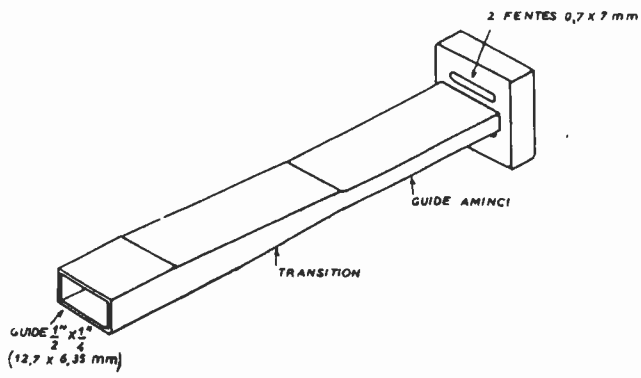


Fig. 9. — Excitateur d'aérien.

stationnaires était égal à 1,05. On sait que le fait de placer un excitateur pré-réglé au foyer d'un réflecteur paraboloïdal le désadapte légèrement. La correction de cette désadaptation, suivant une technique bien connue, a permis au moyen d'une plaque circulaire de 47 mm de diamètre placée au sommet du réflecteur de ramener le taux d'ondes stationnaires de l'aérien complet à une valeur de l'ordre de 1,05.

b) Réflecteurs elliptiques.

Les réflecteurs découpés sous la forme d'ellipses homothétiques dans de la planche de dural de 3 mm d'épaisseur soigneusement dressée avaient des petits axes $2a$ de grandeurs échelonnées de façon à obtenir des rapports $l = \frac{R}{a}$ compris entre 0,6 et 1,6. Rappelons que les axes de chaque réflecteur étaient dans le rapport $\sqrt{2}$. Les réflecteurs étaient fixés en 4 points d'un cadre rigide dont les portées étaient soigneusement dressées pour éviter toute déformation. Ce cadre était fixé sur un pied d'optique de hauteur variable pourvu de réglages angulaires d'azimut et de site.

Le terrain d'expériences composé de deux terrasses voisines est représenté sur la figure 10. La distance émetteur-réflecteur mesurée par voie optique était égale à 66,5 m. La forme de la terrasse supportant le système aérien-réflecteur a permis de faire varier la distance entre aérien et réflecteur de 1 à 13 m de façon continue et d'effectuer une mesure supplémentaire pour une distance de l'ordre de 17,50 m. Le

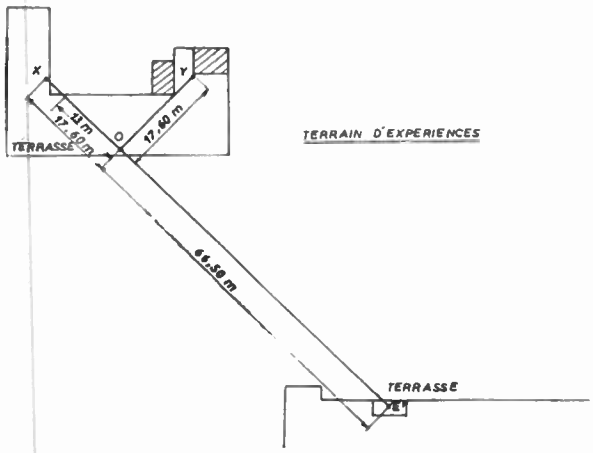


FIG. 10.

prolongement de l'axe émetteur-réflecteur et l'axe réflecteur-récepteur ont été visualisés par le tracé au sol de deux lignes droites perpendiculaires OX et OY graduées en mètres.

C. — VÉRIFICATION DE L'ABAQUE DE JAKES.

1° *Mesures préliminaires.*

Des mesures préliminaires ont été effectuées pour comparer les performances de l'aérien réalisé à $\lambda = 1{,}25$ cm à celles de l'aérien normal pour le faisceau hertzien à $\lambda = 8{,}75$ cm. Le gain de l'aérien à $\lambda = 1{,}25$ cm est de 37,7 dB ce qui correspond à une efficacité $e = 0{,}49$. Cette valeur, voisine de celle trouvée pour le gain de l'aérien réel de 3 m de diamètre à $\lambda = 8{,}75$ cm (gain 37,8 dB, efficacité 0,51) peut sembler un peu faible mais ce résultat est normal. En effet, l'excitateur utilisé a un diagramme de directivité un peu étroit qui ne permet pas l'illumination optimum d'un réflecteur parabolique ayant un rapport diamètre d'ouverture à distance focale aussi élevé que celui de l'aérien décrit. On verra plus loin que ce léger défaut, du point de vue gain de l'aérien considéré , se traduit en compensation par un avantage sensible, du point de vue découplage de deux aériens voisins.

Par ailleurs, des mesures effectuées au laboratoire ont montré que pour les niveaux d'énergie détectés le cristal avait une réponse quadratique. Dans la suite des mesures on a donc pu effectuer directement les rapports de puissance reçues comme rapports des courants détectés correspondants.

2° *Mesures de rendement du système.*

a) *Conduite des mesures.* — Chaque séance de mesures est précédée d'un certain nombre de réglages ayant pour but l'alignement exact de l'axe de l'aérien d'émission, du centre du réflecteur préalablement installé au point O et de l'axe de l'aérien de réception installé en un point situé à l'extrémité de la ligne OX. Ces réglages effectués partie par voie optique, partie au moyen de l'émission elle-même permettent de bien orienter celle-ci et de fixer le réflecteur et le récepteur à une hauteur convenable qui n'est plus retouchée de toute la séance.

La détermination du rendement du système comprenant un réflecteur donné, pour une distance réflecteur-aérien de réception donnée s'effectue en deux temps :

— Le réflecteur étant retiré de son support et le récepteur placé à distance voulue du point O sur l'axe OX, on recherche le courant détecté maximum en agissant sur les réglages d'azimut et de site du récepteur.

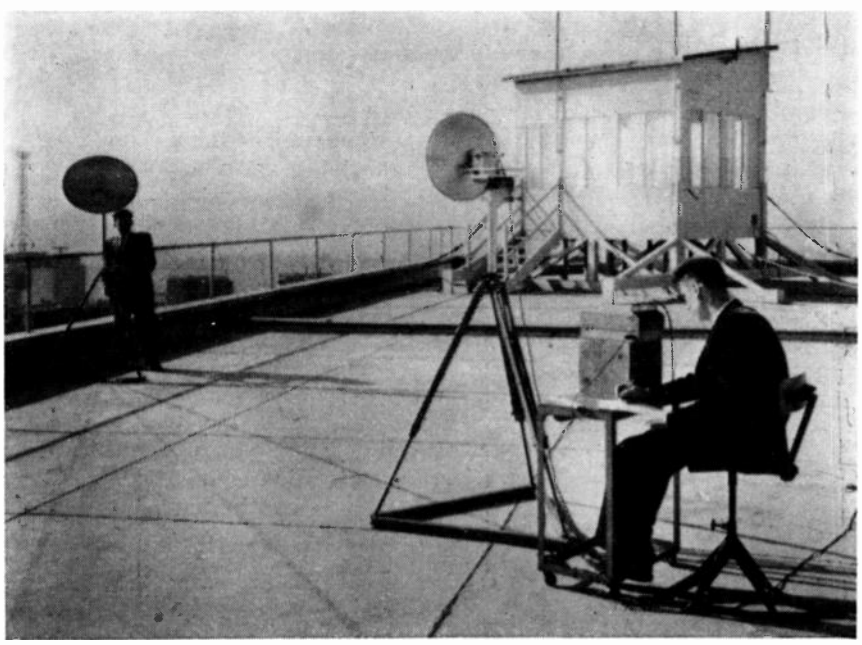


FIG. 11.

— Le réflecteur est ensuite réinstallé sur son support et le récepteur placé sur l'axe OY à la même distance du point O. On recherche à nouveau le courant détecté maximum en agissant à la fois sur les réglages d'azimut et de site du récepteur et du réflecteur ainsi que le montre la photographie de la figure 11.

Le rapport des deux courants détectés donne la mesure du rendement en puissance du système aérien-réflecteur tel qu'il a été défini précédemment. Afin de tenir compte de l'imprécision des mesures, chacune d'elles a été effectuée plusieurs fois et les résultats mentionnés ci-dessous sont des moyennes des valeurs expérimentales.

b) *Résultats des mesures.* — *Interprétation des résultats.* — Les mesures expérimentales ont permis de tracer le réseau de courbes de la figure 12 présenté de la même façon que l'abaque de Jakes.

L'allure générale des courbes est la même ; cependant on peut faire les remarques suivantes :

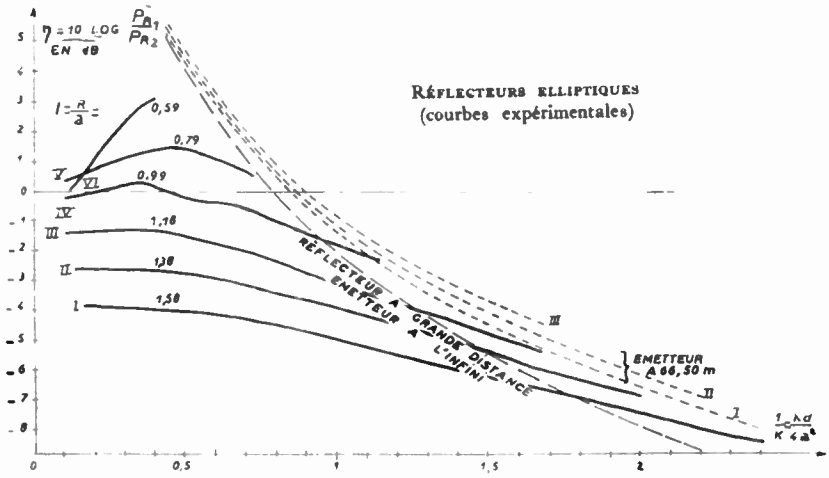


FIG. 12.

— Pour des valeurs sensiblement égales du paramètre $l = \frac{R}{a}$ les maxima des courbes expérimentales sont plus élevés de 1 dB environ que les maxima des courbes théoriques.

— Pour des valeurs de $1/K$ supérieures à 0,80 les courbes expérimentales sont sensiblement parallèles et ont une pente plus faible que les courbes théoriques, lesquelles ont tendance à converger.

La première différence peut s'expliquer par le fait que l'illumination du paraboloïde par l'excitateur à rayonnement arrière ne correspond pas exactement à l'hypothèse de Jakes. On a déjà indiqué que le diagramme de rayonnement primaire de l'excitateur, un peu étroit, est tel que l'illumination marginale est inférieure aux – 10 dB de l'illumination centrale supposés par Jakes ; aussi tout se passe comme si on utilisait une partie seulement de l'aérien paraboloïdal, dans l'hypothèse ci-dessus.

Pour tenir compte de cette illumination différente le paramètre $l = \frac{R}{a}$ correspondant à une courbe expérimentale donnée devrait donc être corrigé dans le sens d'une diminution : ainsi la courbe expérimentale $l = 0{,}59$ devrait par exemple être comparée à la courbe théorique $l = 0{,}5$. On peut vérifier sur les figures 7 et 12 que cette correction rend assez bien compte de l'écart constaté.

Pour expliquer la seconde différence on a été conduit à comparer le rendement du réflecteur à distance moyenne tel qu'il ressort de l'abaque de Jakes à celui du réflecteur traité comme un réflecteur à grande distance. On a vu, dans les rappels théoriques, que le rendement d'un réflecteur à grande distance était :

$$\eta = \frac{S'^2}{\lambda^2 d^2}$$

dans le cas où ce réflecteur se trouve à une distance de l'émetteur beaucoup plus grande que la distance d qui le sépare du récepteur. Il est aisé de vérifie que cette formule peut se mettre sous la forme :

$$\eta = \left(\frac{\pi}{4/K}\right)^2$$

$1/K$ ayant la valeur choisie par Jakes. Sur l'abaque de Jakes, ce rendement peut donc se traduire par une courbe universelle valable quel que soit le réflecteur, ce qui signifie que pour des valeurs élevées de la variable $1/K$ toutes les courbes de l'abaque admettent cette courbe universelle comme asymptote. La figure 7 rend bien compte de ce résultat. La courbe universelle ayant été tracée également sur la figure 12, on peut voir qu'elle coupe les courbes expérimentales. Mais l'hypothèse d'un émetteur à très grande distance n'est pas valable dans le cas de ces mesures et par suite le rendement du réflecteur traité comme un réflecteur lointain ne peut alors se traduire par une courbe universelle. On a tracé sur la figure 12 les courbes qui traduisent le rendement du réflecteur pour un émetteur placé à 66,5 m et un récepteur à distance variable, en calculant pour chaque réflecteur les valeurs correspon-

dantes du paramètre $1/K$. Ces courbes sont toutes situées au-dessus de la courbe universelle précédente et il est remarquable de constater que chaque courbe expérimentale admet la courbe correspondante ainsi tracée pour asymptote.

La différence constatée entre les courbes expérimentales et les courbes théoriques sous forme d'une sorte de traînage à grande distance provient donc du fait que les essais ont été réalisés avec un émetteur trop proche. Loin d'être négatif ce résultat est très intéressant puisqu'il rend compte à la fois des résultats de Jakes et des formules établies pour un réflecteur à grande distance.

D. — Autres mesures de gain.

1° *Mesures en incidences différentes de 15°.*

Dans la plupart des installations réelles de systèmes aériens-réflecteurs sur des pylônes l'angle d'incidence sera voisin mais différent de 15°. Il a donc semblé intéressant d'étudier l'évolution du rendement du réflecteur pour de faibles variations de l'angle d'incidence autour de 15°. A cet effet on a effectué pour divers angles d'incidence une série d'essais sur le réflecteur optimum de petit axe $2a = 55$ cm dont le rendement est voisin de 1 pour des distances variables dans de larges limites. Les résultats de ces mesures sont reportés sur la figure 13 sous forme d'un réseau de courbes donnant le rapport du rendement à une incidence donnée, au rendement à l'incidence de 45° en fonction du paramètre $1/K$ (ou de la distance). Ces courbes montrent que le rendement augmente légèrement lorsque l'angle d'incidence diminue, c'est-à-dire lorsque la surface apparente du réflecteur vu de l'aérien augmente. Ce résultat,

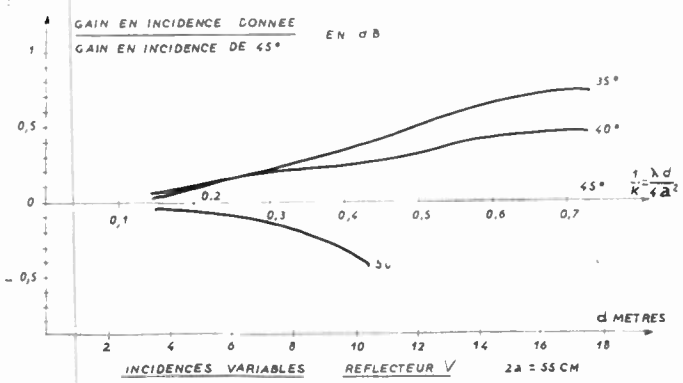


Fig. 13.

normal lorsqu'il s'agit d'un réflecteur situé à grande distance n'était pas évident pour un système aérien-réflecteur ; d'ailleurs on peut remarquer que cette augmentation de rendement est pratiquement nulle lorsque la distance est faible et tend à augmenter avec celle-ci.

2° *Mesures sur des réflecteurs rectangulaires.*

Quelques mesures effectuées sur des réflecteurs rectangulaires ont permis de relever des rendements comparables à ceux obtenus pour les réflecteurs elliptiques ayant les mêmes axes.

E. — Conclusion.

Les mesures effectuées sur les réflecteurs elliptiques vérifient de façon très satisfaisante l'abaque théorique de Jakes qu'il est donc possible d'utiliser pour la détermination des performances d'un ensemble réflecteur-aérien donné. En particulier à partir de cet abaque il est possible d'expliciter pour une longueur d'onde donnée les courbes de rendement qui correspondent à un aérien circulaire d'ouverture donnée et à des réflecteurs de dimensions données. A titre d'exemple la figure 14 montre un de ces réseaux de courbes correspondant à une longueur d'onde de 8,75 cm et un paraboloïde de diamètre 3 m.

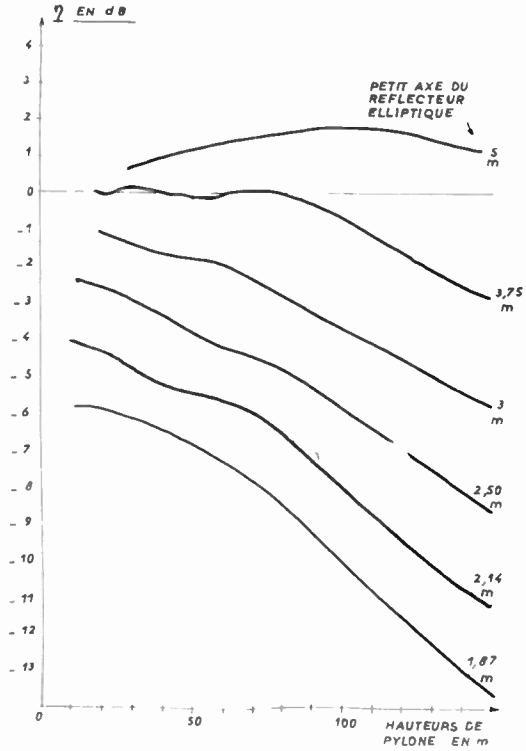


Fig. 14.— Système composé d'un aérien paraboloïdal de 3 m et d'un réflecteur elliptique. $\lambda = 8{,}75$ cm.

On peut remarquer que l'utilisation d'un ensemble réflecteur-aérien paraboloïdal est particulièrement intéressante dans la bande des longueurs d'ondes de 7 à 10 cm. En effet l'examen de l'abaque montre que le rendement du système est voisin de l'unité pour un réflecteur de dimensions optima ($l = \dfrac{R}{a} = 0{,}8$) et des valeurs de $1/K$ comprises entre 0,15 et 0,6. Partant de :

$$\frac{l}{K} = \frac{\lambda d}{4 a^2}$$

on peut établir une formule donnant le rapport d/λ en fonction du gain G de l'aérien. Cette formule s'écrit :

$$\frac{d}{\lambda} = \frac{6{,}25\ G}{4 \pi^2 e} \cdot \frac{l}{K}$$

e étant l'efficacité de l'aérien.

Or, dans un projet de faisceau hertzien on choisit un gain d'aérien le plus élevé possible, celui-ci étant toutefois limité par les dimensions de l'aérien et par l'ouverture minimum du faisceau qui ne peut être exagérément diminuée sans trop de risques pour la stabilité de la liaison. En pratique on se limite à un gain théorique de l'ordre de 40 dB. L'efficacité des aériens couramment utilisés est elle-même à peu près toujours de l'ordre de 0,6. Si on calcule le rapport d/λ pour une liaison classique et pour un rendement réflecteur-aérien égal à l'unité ($1/K$ compris entre 0,15 et 0,6), on obtient des valeurs comprises entre 400 et 1 600, qui conduisent pour une longueur d'onde de 8,75 cm à des distances d de 35 m à 140 m. Ces distances correspondant à des hauteurs de pylône couramment rencontrées dans la pratique. Pour une longueur d'onde plus courte par exemple de 3 cm on aurait obtenu des distances de 12 à 48 m souvent inférieures aux hauteurs nécessaires pour obtenir la visibilité optique entre stations successives. Pour des hauteurs de pylônes supérieures à 50 m et des longueurs d'ondes de l'ordre de 3 cm il peut donc être plus avantageux d'utiliser des réflecteurs paraboliques que des réflecteurs plans. Leur réalisation est cependant très délicate compte tenu de la grande distance focale exigée et pour cette raison leur emploi à 8,75 cm ne se justifie pas.

D'ailleurs en supposant l'efficacité globale du système ainsi constitué du même ordre que celle du seul aérien paraboloïdal l'augmentation de gain ou de rendement due au réflecteur de forme parabolique serait de 2 dB seulement (rapport des surfaces du réflecteur et de l'aérien égal à $(1{,}25)^2$). Or, un aérien ayant été convenablement mis au point, on ne demande pas au système utilisant le réflecteur passif d'apporter un gain supplémentaire mais seulement de transmettre intégralement l'énergie émise avec la directivité prévue dans le projet initial, directivité qui en général ne saurait être dépassée sans inconvénient.

Mesures de découplage.

A. — CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES.

Un faisceau hertzien doit généralement assurer un service bilatéral ; aussi chaque station relais comporte-t-elle au moins deux émetteurs et deux récepteurs soit au total 4 aériens voisins (on envisage ici le cas d'une liaison à canal bilatéral unique et on suppose que les aériens d'émission et de réception sont séparés) Ces aériens ne sont jamais parfaitement découplés et on doit s'efforcer de réduire le plus possible les signaux indésirables recueillis par chacun d'eux. Dans le cas de l'utilisation de réflecteurs passifs le problème se complique car il faut considérer, en plus des 4 aériens eux-mêmes, les 4 réflecteurs correspondants et le pylône, la présence de ces éléments pouvant être la cause de couplages supplémentaires.

Il est théoriquement possible d'éviter les inconvénients dus aux couplages entre aériens en utilisant autant de fréquences distinctes qu'il y a d'émetteurs. Cependant cette solution est inacceptable car elle conduit à un trop grand encombrement de fréquences. On admet qu'un faisceau hertzien peut fonctionner avec quatre fréquences distinctes au maximum , et en ondes centimétriques on se limite même le plus souvent à deux fréquences distinctes. Il est encore possible de limiter ces inconvénients au moyen de filtres de réception, mais pour des faisceaux à deux fréquences distinctes, les récepteurs d'une station étant accordés sur la même fréquence, l'utilisation de filtres ne permet pas d'éviter le couplage du premier récepteur à l'onde destinée au second par suite de la réceptivité arrière des aériens.

Il est possible de déterminer pour chaque cas particulier les affaiblissements de découplage nécessaires entre aériens d'une même station pour obtenir une séparation convenable des tronçons successifs. Cette détermination tient compte des caractéristiques de la liaison envisagée, c'est-à-dire lorsqu'on n'envisage pas l'utilisation de filtres : la séparation des fréquences de travail, la sélectivité en moyenne fréquence des récepteurs, les fadings positifs et négatifs escomptés sur chaque tronçon, etc...

Par exemple pour un faisceau étudié au L.E.P. à $\lambda = 8{,}75$ cm on a été conduit aux valeurs suivantes :

— découplage de deux aériens côte à côte : 60 dB ;

- – découplage de deux aériens dos à dos : 80 dB ;

– – affaiblissement de rayonnement arrière d'un aérien :

40 dB pour un faisceau à 4 fréquences distinctes convenablement espacées.

70 dB pour un faisceau à 2 fréquences distinctes convenablement espacées.

Les mesures rapportées dans ce chapitre ont eu pour but la détermination des découplages d'aériens en présence de réflecteurs passifs, et la comparaison des valeurs trouvées aux nombres ci-dessus. Elles ont été effectuées en deux séries distinctes.

— Mesure de l'affaiblissement de découplage d'un aérien par rapport à une émission lointaine opposée. Cette mesure revient à la détermination de l'affaiblissement du rayonnement arrière de l'aérien par rapport au rayonnement principal ;

— Mesures des affaiblissements de découplage d'un aérien par rapport aux émissions locales adjacentes et opposées (aériens côte à côte ou dos à dos).

Remarque : Lors de l'utilisation de réflecteurs les 4 aériens d'une station relais situés à la base du pylône sont braqués normalement vers le sommet de celui-ci et par suite tous les aériens occupent des positions côte à côte. Néanmoins afin de simplifier l'écriture on dira que deux aériens appartenant à deux tronçons opposés, donc situés pratiquement de part et d'autre du pylône, occupent suivant le cas des positions « dos à dos à axes alignés » ou « dos à dos à axes décalés » ; la désignation « aériens côte à côte » sera réservée aux deux aériens appartenant à un même tronçon et situés de ce fait d'un même côté du pylône.

B. — DÉCOUPLAGE DE DEUX AÉRIENS PARABOLIQUES EN PRÉSENCE DE RÉFLECTEURS PASSIFS.

1º *Matériel utilisé. Limitations.*

Les mesures de découplage ont été effectuées au moyen du matériel déjà utilisé pour les mesures de gain. La faible puissance d'émission (20 mW) ne permettait pas un fonctionnement en onde entretenue pure ; l'affaiblissement de propagation sur une distance de 70 m étant de l'ordre de 30 dB, il n'aurait pas été possible d'apprécier des découplages supérieurs à 30 dB environ. Cette limite pouvait être portée à 40 dB par l'utilisation à l'émission d'un aérien parabolique du même type que l'aérien de réception (affaiblissement de propagation ramené de 30 à 20 dB).

Une réception superhétérodyne, malaisée à réaliser en raison de la tension d'alimentation élevée des klystrons 2 K 33, aurait conduit à un récepteur encombrant et peu maniable. On a donc préféré conserver le principe d'une réception à détection directe en augmentant la sensibilité de celle-ci. Pour cela on a modulé l'onde émise en amplitude et on a utilisé à la réception un amplificateur *BF* très sélectif. Celui-ci comprend un préamplificateur *BF* ayant un gain en tension de 100 suivi d'un analyseur *BF* de largeur de bande 2 c/s permettant d'apprécier une tension de l'ordre de 2 mV. à son entrée. Compte tenu du bruit apporté par le pré-amplificateur la tension minimum appréciable était de 0,05 mV à la sortie du cristal, soit de 5 mV à l'entrée de l'analyseur point de référence choisi. Un calcul préliminaire à partir des caractéristiques du matériel montrait que le découplage maximum décelable était alors de 57 dB environ par rapport à une émission lointaine et 78 dB environ par rapport à une émission locale. En résumé le matériel utilisé comportait :

A l'émission :

- Un klystron 2 K 33 modulé au moyen d'une tension *BF* à 625 c/s de 50 V eff. La polarisation moyenne du wehnelt était de – 50 V ;
- Un atténuateur variable à came ;
- Une ligne de mesure ;
- Un aérien paraboloïdal.

Pour les mesures de découplage vis-à-vis d'une émission lointaine l'émetteur occupait la même situation que pour les mesures de gain. Pour les mesures de découplage vis-à-vis d'une émission locale, il était ramené à proximité du récepteur.

— A la réception :

- Un aérien paraboloïdal ;
- Un atténuateur variable de 35 dB d'atténuation totale ;
- Un montage détecteur à cristal relié au pré-amplificateur de mesure et à un galvanomètre permettant de contrôler le niveau haute-fréquence ;

— Un préamplificateur *BF* de gain 100 ;

Un analyseur *BF* à bande étroite (Wave Analyser *SRA* 1 Radiometer).

Un générateur auxiliaire permettait de contrôler le gain du pré-amplificateur en cours de mesures.

Toutes les mesures de découplage ont été effectuées avec le réflecteur elliptique optimum de petit axe $2a = 55$cm.

2º *Découplage par rapport à une émission lointaine.*

a) *Mesures à distance émetteur-réflecteur normale.* — On entend par distance émetteur-réflecteur normale celle déjà choisie pour les mesures de gain, soit 66,5 m. Par ailleurs ces mesures ont été effectuées pour deux distances réflecteur-récepteur, égales à 4,5 m et 9 m.

Dans chaque cas, l'aérien de réception occupant une position normale, on a d'abord procédé à tous les réglages de l'aérien d'émission, du réflecteur et de l'aérien de réception de façon à détecter un signal maximum. L'aérien de réception a ensuite été déplacé latéralement à hauteur constante d'une distance égale à quatre fois son diamètre de façon à occuper la position d'un aérien appartenant au tronçon opposé (d'après les définitions du paragraphe précédent, les deux positions consécutives correspondent à celles de deux aériens « dos à dos à axes alignés »), et on a mesuré le nouveau signal détecté. Le rapport des deux mesures donne l'équivalent de l'affaiblissement de rayonnement arrière de l'aérien pour l'utilisation envisagée. La même mesure a été refaite, l'aérien de réception ayant été en outre déplacé verticalement d'une distance égale à environ une fois et quart son diamètre de façon à occuper la position du deuxième aérien appartenant au tronçon opposé (les deux positions consécutives correspondent maintenant à celles de deux aériens « dos à dos à axes décalés »). Pour un émetteur situé à l'infini il n'y aurait pas eu lieu d'étudier les deux dispositions qui toutes deux permettent de déterminer l'équivalent de l'affaiblissement de rayonnement arrière d'un aérien utilisé avec réflecteurs passifs.

Chaque fois on a étudié l'influence de la proximité d'une charpente métallique constituant un pylône fictif, et celle de réflecteurs occupant des positions normalement rencontrées dans une installation complète. La photographie de la figure nº 15 montre la disposition des divers éléments pour une distance réflecteur-récepteur de 9 mètres, le récepteur étant placé dans le premier cas décrit ci-dessus.

Pour les deux distances réflecteur-récepteur la mesure du signal BF détecté lorsque le récepteur occupe la position normale a montré que la valeur du découplage maximum mesurable était de 59 dB environ. Lorsque le récepteur était ensuite déplacé comme indiqué précédemment, il n'a pas été possible de mettre en évidence un signal détecté, même en présence du pylône fictif et des trois réflecteurs supplémentaires. On a donc pu en déduire que l'affaiblissement de découplage vis-à-vis d'une émission lointaine opposée était dans tous les cas supérieur à 59 dB.

b) *Mesures à distance émetteur-réflecteur réduite.* —

Les mesures rapportées précédemment n'ayant pas permis d'atteindre la valeur exacte de l'équivalent de l'affaiblissement de rayonnement arrière on a été amené à réduire la distance émetteur-réflecteur de façon à augmenter la valeur du découplage maximum décelable. Pour cela on a ramené l'émetteur sur la même terrasse que le réflecteur et le récepteur et il a été possible d'opérer à une distance émetteur-réflecteur de 21 mètres et une distance réflecteur-récepteur de 4,50 m. En raison de cette distance réduite les nouvelles mesures ont eu surtout un caractère indicatif car on se trouvait évidemment très loin des conditions de propagation en espace libre. Néanmoins un recoupement satisfaisant de ces mesures et des précédentes en ce qui concerne le niveau détecté et le rendement du système aérien de réception-réflecteur a permis de les justifier. Le nouveau découplage maximum mesurable était dans ce cas de 66 dB environ, soit supérieur de 7 dB au précédent (les formules de propagation en espace libre laissaient prévoir une augmentation de l'ordre de 8 dB, en bonne concordance).

Pour les deux cas déjà envisagés on a pu mettre en évidence un signal BF détecté à la limite des tensions mesurables c'est-à-dire de l'ordre de grandeur du niveau de bruit moyen à l'entrée de l'analyseur. Ce signal mesuré en présence du pylône correspond donc à un affaiblissement de découplage vis-à-vis d'une émission lointaine de l'ordre de 66 dB. La présence de trois autres réflecteurs occupant des positions normales était sans influence sur cette valeur. Par contre lorsque les réflecteurs opposés au réflecteur installé en permanence étaient décalés à partir de leur position normale il était possible pour une orientation très critique de ceux-ci d'augmenter notablement le signal détecté. Ce nouveau signal détecté correspondait à un affaiblissement de découplage de l'ordre de 60 dB seulement. Compte tenu de la position anormale des réflecteurs, cette valeur ne saurait être retenue comme la mesure de l'affaiblissement recherché. Elle montre seulement que des obstacles situés au voisinage des réflecteurs peuvent augmenter sensiblement le couplage d'un récepteur à l'émission lointaine destinée au récepteur opposé. Cet effet pourra être évité par une structure appropriée du sommet du pylône comprenant éventuellement des écrans métalliques.

On peut donc admettre comme affaiblissement de découplage vis-à-vis d'une émission lointaine la valeur de 66 dB mesurée dans les conditions normales.

3° *Découplage de deux aériens voisins en présence de réflecteurs.*

Pour ces mesures le matériel émetteur a été installé à proximité du matériel récepteur sur un montage permettant de superposer les deux aériens et de les déplacer relativement d'une distance suffisante pour qu'ils se trouvent de part et d'autre du pylône fictif.

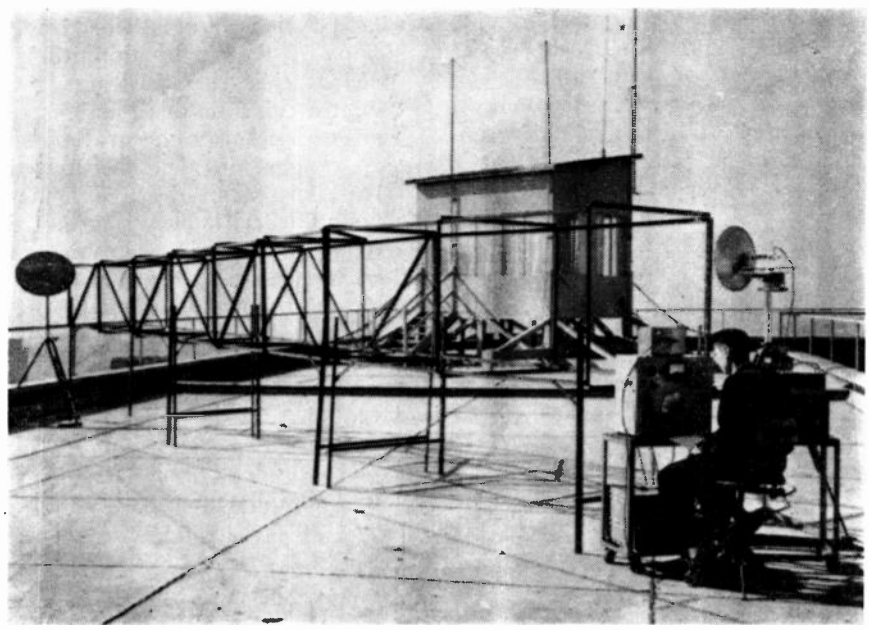


FIG. 15.

La détermination du couplage entre aériens dû aux réflecteurs est assez compliquée car il existe quatre composantes correspondant aux quatre trajets entre aériens représentés sur la figure n° 16. L'étude simultanée de ces couplages ne peut être effectuée que sur un relais hertzien complet et après réglage correct des divers ensembles réflecteurs-aériens. Ici on a mesuré successivement les couplages introduits par les 4 trajets et on a admis que l'addition en puissance des diverses composantes de couplage donnait une valeur suffisamment exacte du couplage global. Il est d'ailleurs évident que les contributions des divers trajets ont des ordres de grandeur différents. Par exemple pour deux aériens situés du même côté d'un pylône les deux trajets passant par les réflecteurs qui leur font vis-à-vis introduisent des couplages nettement supérieurs à

ceux des trajets passant par les autres réflecteurs et qui sont en partie interceptés par le pylône.

Pour tous les essais l'aérien émetteur et le réflecteur correspondant ont été maintenus à leur place. L'aérien de réception étant installé à l'une des trois positions de mesure, on a placé dans chaque cas et successivement aux 3 autres positions possibles

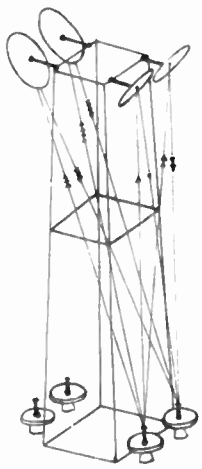


FIG. 16.

un réflecteur de mêmes dimensions que le réflecteur normal.

Afin d'éviter des têtes d'alinéas trop lourdes dans la suite de l'exposé on précisera ici les positions relatives des aériens pour les trois cas de mesure en insistant à nouveau sur le fait que leur désignation est arbitraire.

— Aériens côte à côte

L'aérien de réception est situé sous l'aérien d'émission les axes étant distants de 1,25 fois le diamètre d'aérien.

— Aériens « dos à dos – axes alignés »

L'aérien de réception est situé sur le côté de l'aérien d'émission dans un même plan horizontal, les axes étant distants de 4 fois le diamètre d'un aérien.

— Aériens « dos à dos – axes décalés ».

Cette disposition est une combinaison des deux précédentes c'est-à-dire que les axes d'aériens sont distants de 4 fois leur diamètre dans le plan horizontal et de 1,25 fois leur diamètre dans le plan vertical.

Dans tous les cas les ouvertures des aériens sont, bien entendu, dans le même plan vertical.

a) *Etalonnage du matériel de mesures.* — Cet étalonnage a été effectué en plaçant bout à bout le guide émetteur et le guide récepteur et en mesurant la tension BF détectée à l'entrée de l'analyseur, pour une atténuation haute fréquence déterminée à l'avance. Le résultat de cet étalonnage a montré que l'affaiblissement de découplage maximum mesurable, compte tenu de la sensibilité de l'appareillage, était égal à 79 dB.

b) *Mesure et élimination des couplages directs entre aériens.* — On a été conduit à mesurer les couplages directs entre aériens et à les éliminer afin qu'ils ne viennent pas masquer ceux introduits par les réflecteurs. Pour ces essais on a installé l'aérien de réception aux trois positions de mesures définies ci-dessus, l'aérien d'émission conservant toujours la même position.

— Aériens côte à côte :

L'affaiblissement de découplage est de 61 dB. Il est possible de le porter à une valeur supérieure à 79 dB en plaçant entre les aériens un écran métallique qui dépasse légèrement le plan des ouvertures comme le montre la photographie de la fig. 17.

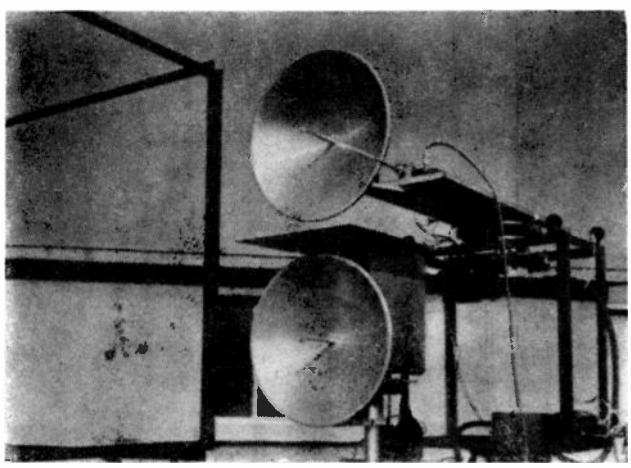


FIG. 17

— Aériens « dos à dos – axes alignés »

L'affaiblissement de découplage est supérieur à 79 dB.

– Aériens « dos à dos – axes décalés ».

L'affaiblissement de découplage est de 76 dB. Cette valeur peut être augmentée au moyen d'un écran situé entre les deux aériens (donc à l'intérieur de l'emplacement futur du pylône fictif).

Les deux derniers cas de mesures ont également été effectués en déplaçant l'aérien de réception de 1,25 fois son diamètre seulement dans le plan horizontal. Les positions obtenues, qui ne correspondent pas à la réalité lors de l'emploi de réflecteurs passifs, présentent cependant de l'intérêt pour une liaison sans réflecteurs. On a trouvé respectivement 72 dB et 68 dB, valeurs pouvant être ramenées au-delà de 79 dB au moyen d'écrans occupant des positions convenables. Ces résultats comparés à ceux du premier cas de mesure montrent que, pour le type d'aérien utilisé, le couplage entre deux aériens situés côte à côte est plus grand dans le plan *E* que dans le plan *H*.

c) *Résultats de mesures.* — Des essais ont été effectués pour les deux distances réflecteurs-aériens de 1,50 m et de 9 m. Les résultats, très voisins, ont toujours donné les valeurs les moins favorables pour

la distance de 9 mètres, aussi les affaiblissements de découplage rapportés ci-dessous concernent-ils toujours cette distance.

— Aériens côte à côte

La photographie de la figure 18 montre une vue panoramique de l'installation pour cette mesure.

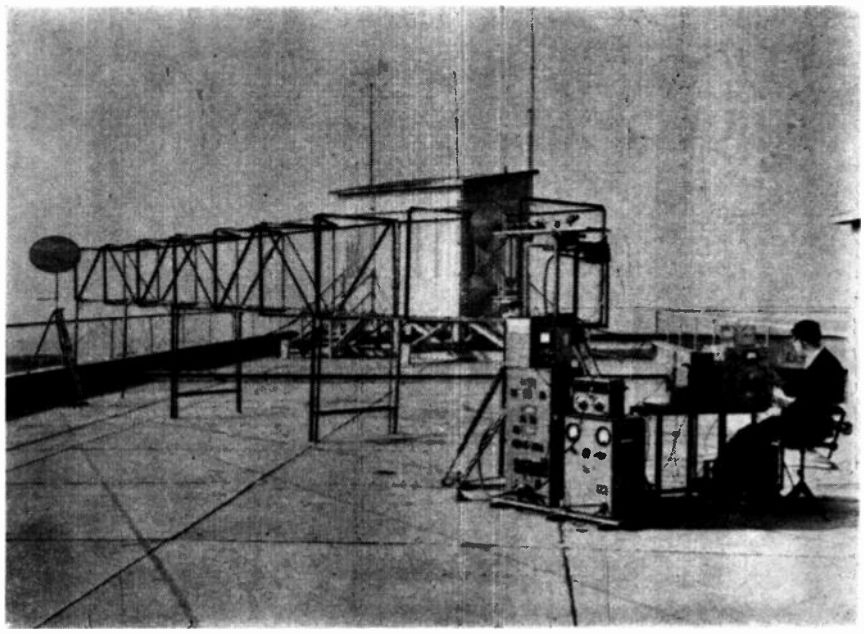


FIG. 18.

Le couplage direct entre aériens étant éliminé au moyen d'un écran, on a mesuré un affaiblissement de découplage de 75 dB en l'absence de pylône et de 73 dB lorsque le pylône fictif est installé. Ces valeurs sont obtenues lorsque deux réflecteurs sont situés vis-à-vis des deux aériens. La présence des deux autres réflecteurs n'affecte pas ces résultats. Le réflecteur étant enlevé, les affaiblissements sont plus faibles et tombent respectivement à 71 dB et 65 dB. On a pu mettre ainsi nettement en évidence que le couplage supplémentaire était apporté par la tige verticale supportant le réflecteur supérieur. Cette remarque et celles déjà faites par ailleurs ont prouvé qu'il y avait lieu de craindre davantage les couplages par diffraction, dus aux structures qui supportent les réflecteurs, que les couplages dus aux réflecteurs eux-mêmes.

— Aériens « dos à dos - axes alignés ».

La photographie de la figure 19 montre la disposition des aériens pour cet essai. L'affaiblissement de découplage, supérieur à 79 dB, en l'absence du pylône, est de 78 dB pour l'installation complète comportant le pylône et les 4 réflecteurs.

Aériens « dos à dos axes décalés ».

La photographie de la figure 20 montre la disposition des aériens pour cet essai. Le couplage direct entre aériens, difficile à éliminer en raison de la présence du pylône, masque en partie le couplage dû aux réflecteurs. Cependant divers recoupements ont permis de chiffrer l'affaiblissement de découplage pour l'installation complète à 76 dB (du même ordre que l'affaiblissement de découplage direct entre aériens en l'absence du pylône).

D. - Récapitulation.

On a rassemblé dans un tableau récapitulatif les diverses mesures de découplage effectuées. On peut voir que les valeurs expérimentales, qui toutes sont des valeurs minima obtenues pour l'affaiblissement, sont très voisines de celles estimées nécessaires pour le faisceau hertzien étudié au L.E.P., valeurs rappelées dans la deuxième colonne du tableau. Il paraît facile dans ces conditions d'atteindre ces valeurs au moyen d'éléments de correction simples que l'on devra étudier pour chaque installation réelle.

Découplage	Valeurs souhaitabl.	Install. à 1 aériens simples (avec écrans de correction)	Install. complète 4 aériens av. écrans de correction 4 réflect. passifs
Côte-à-côte....	60 dB	79 dB	73 dB
Dos à dos (axes alignés)	80 dB	80 *dB*	78 dB
Dos à dos (axes décalés)	80 dB	85 *dB*	76 dB
De rayonnement arrière..	70 dB		66 dB

Dans la troisième colonne figurent des valeurs mesurées au cours d'une étude différente concernant le découplage d'aériens paraboliques dos à dos dans une installation simple (nombres en italique).

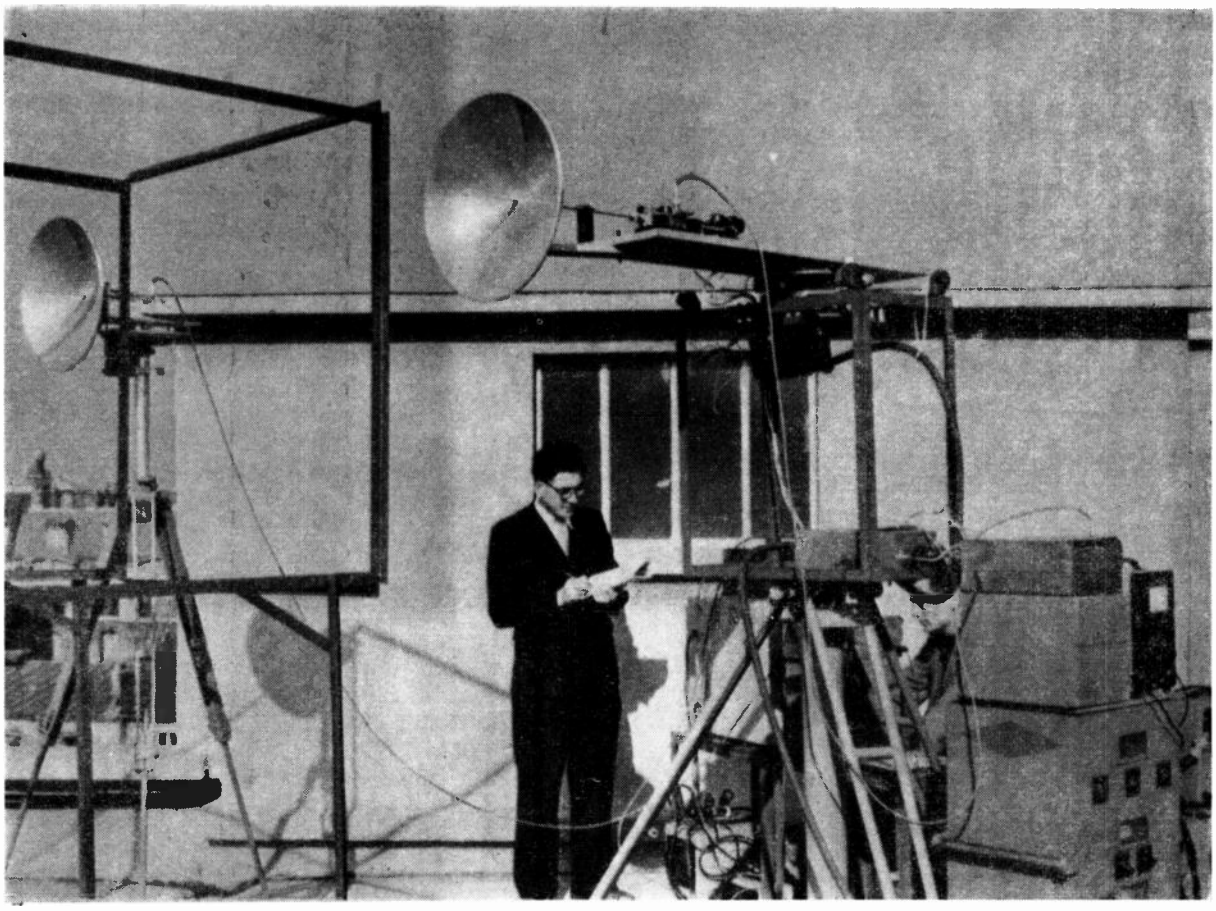


FIG. 19

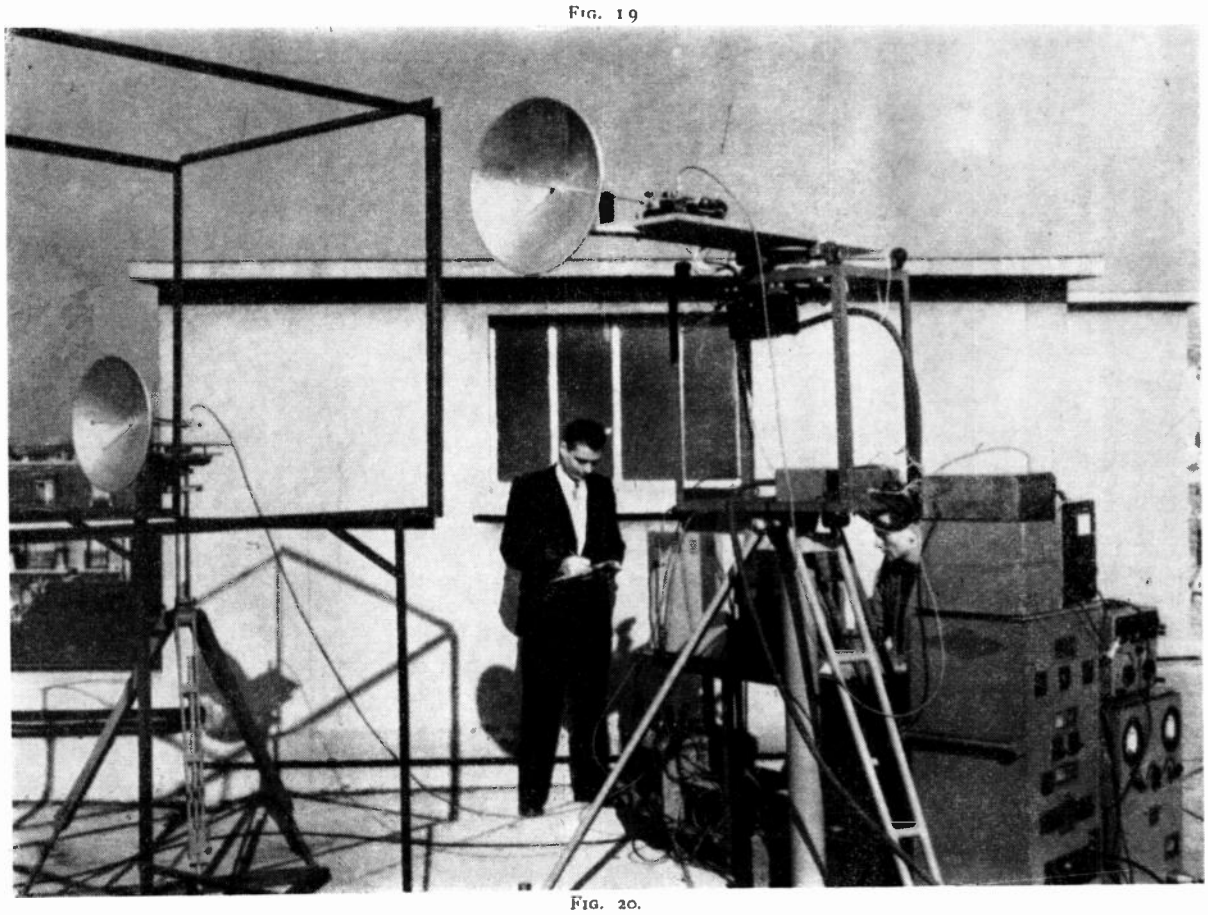


FIG. 20.

Conclusion générale.

L'ensemble des mesures rapportées dans les chapitres précédents montre que l'on peut attendre de bonnes performances de faisceaux hertziens utilisant des systèmes aériens-réflecteurs passifs.

En ce qui concerne le gain de tels systèmes l'abaque de Jakes donne une solide base de calcul. Il est possible de déterminer des réflecteurs dont le rendement est très voisin de l'unité pour des dimensions généralement acceptables. Dans le cas de faisceaux à plusieurs tronçons les performances obtenues seront les mêmes pour les tronçons comportant des réflecteurs passifs que pour les tronçons n'en comportant pas.

En ce qui concerne le découplage des aériens le problème est certainement compliqué par la présence des réflecteurs. Mais les valeurs mesurées sont voisines des valeurs généralement souhaitables et on peut espérer trouver une solution satisfaisante dans chaque cas particulier moyennant quelques précautions simples.

On a pu remarquer que toutes les mesures ont été effectuées en polarisation verticale. Vue la transposition de l'étude dans un plan horizontal cela correspond, pour un équipement réel, à la détermination des performances en polarisation horizontale laquelle est souvent utilisée. Du reste les propriétés

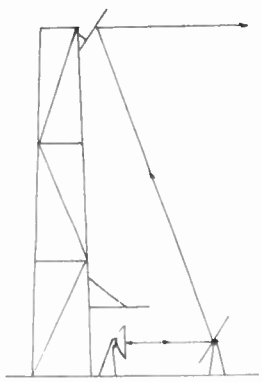


FIG. 21.

de la réflexion métallique en polarisation horizontale et en polarisation verticale sont suffisamment voisines aux incidences utilisées (à un déphasage constant près) pour qu'il soit permis de penser que les propriétés des réflecteurs passifs sont à peu près indépendantes du type de polarisation.

On peut encore remarquer qu'on s'est limité au cas d'un système utilisant un seul réflecteur passif, ce qui implique la nécessité de braquer l'aérien vers le haut. Certains auteurs ont souligné les inconvénients d'une accumulation possible de poussières et résidus divers sur l'ouverture de l'aérien et ont préconisé l'utilisation de deux réflecteurs permettant de braquer l'aérien horizontalement sous un abri convenable comme le schématise la figure 21. Dans ce cas le réflecteur au sol est placé à une distance suffisamment proche de l'aérien pour qu'à dimensions égales à celles du réflecteur situé au sommet du pylône, ce dernier seul soit à considérer en ce qui concerne le rendement de l'ensemble. Il ne semble pas que cette disposition conduise à des difficultés particulières, sinon pour le réglage en raison du nombre de paramètres indépendants à ajuster pour obtenir le pointage correct des 3 éléments. Il est d'ailleurs possible d'effectuer un pré-réglage de ceux-ci par voie optique au moyen d'un petit miroir fixé au centre de chaque réflecteur.

L'auteur tient à remercier M. le Professeur G.A. BOUTRY, Directeur des LABORATOIRES D'ELECTRONIQUE ET DE PHYSIQUE APPLIQUÉES, d'avoir bien voulu autoriser la publication du présent article, ainsi que M. C. DUCOT, Ingénieur en Chef, dont les conseils ont été précieux tant pour la conduite de l'étude que pour la rédaction du texte.

Il remercie également ses collaborateurs, et plus spécialement M. R. HAVOT, pour leur participation aux mesures et à la mise au point du matériel.

BIBLIOGRAPHIE

[1] J. HUGON. — Emploi d'un miroir réflecteur et de lentilles électromagnétiques simples dans la liaison expérimentale France-Corse sur 23 cm. — *Annales de Radioélectricité*, Avril 49.

[2] R. CHAUX et J. DASCOTTE. — Les relais passifs de la liaison Afourer-Bin-el-Ouidane. *Annales de Radioélectricité*, Juillet 50.

[3] H. MAGNUSKI and T.F. KOCK. — Passive repeater bends Microwave beam. — *Electronics*, February 53.

[4] W.C. JAKES. — A theoretical study of an antenna reflector problem. *Proceedings of the I.R.E.*, February 53.

[5] R.E. GREENQUIST and A. J. ORLANDO.— An analysis of passive reflector antenna systems. — *Proceedings of the I.R.E.*, July 54.

[6] H.L. KNUDSEN and M. ANDREASEN. — A theory of plane reflectors in microwave antenna systems. — *Transactions of the Danish Academy of Technical Science*, 1952 n° 3.

[7] Felix AASMA. — Plan reflektor som riktantenn för ultrakortväg. — *Radio Scientific conference in Stockholm* 1952, RKV, 52, 24.

[8] Felix AASMA. — Plan reflektor som riktantenn för ultrakortvåg. *Populär Radio*, May 52.

VIE DE LA SOCIÉTÉ

Période du 16 Novembre au 31 Décembre 1955

Réunions du Bureau et du Conseil

Réunions du Bureau.

Le Bureau s'est réuni le vendredi 2 décembre 1955 sous la présidence de M. H. PARODI, Président de la Société des Radioélectriciens.

Etaient présents : MM. ANGOT, P. BESSON, BEURTHERET, BOUTHILLON, CABESSA, CHARLET, P. DAVID, DEMAN, FROMY, Gl LESCHI, de MARE, MATRAS, MOULON, PICAULT, RABUTEAU, R. RIGAL.

Etaient excusés : MM. BUREAU et PONTE.

Assistaient à la séance : MM. ABADIE, LIBOIS, TESTEMALE.

Au cours de cette réunion les principaux points suivants ont été examinés :

1° *Fonctionnement de la Société*

Le Bureau adopte le principe d'une modification des statuts prévoyant la création de deux emplois de Secrétaire Généraux Adjoints chargés d'assister en permanence le Secrétaire Général et de le remplacer en cas d'absence prolongée.

2° *Congrès International des Tubes U.H.F.*

Un compte-rendu des réunions du Comité d'organisation est fait par MM. CABESSA et TESTEMALE.

3° *Projet de colloque sur l'« Automation ».*

4° *Présidence du Groupe de l'Est.*

Le Bureau donne son accord à la désignation de M. Ch. GUILLIEN, successeur proposé par M. GOUDET.

5° *Prix Abraham.*

Les trois candidatures de MM. LAMORAL, POTIER et WEIL ont été retenues.

6° *Elections au Conseil et au Bureau.*

Le Bureau s'est également réuni le jeudi 15 décembre 1955.

Etaient présents : MM. ANGOT, BEURTHERET, L. BOUTHILLON, BUREAU, CHARLET, P. DEMAN, FROMY, R.P. LEJAY, J. de MARE, MATRAS, MOULON, PICAULT, R. RIGAL.

Etaient excusés : MM. P. BESSON, CABESSA, Gl LESCHI.

Assistaient à la séance: MM. ABADIE, LIBOIS et F.H. RAYMOND.

Au cours de la séance les principaux points suivants ont été examinés :

1° *Préparation de l'Assemblée Générale.*

Rapport financier, rapport moral, renouvellement partiel du Bureau et du Conseil.

2° Exposé de M. F.H. RAYMOND sur le projet de Congrès et d'Exposition de matériel sur « l'Automation ».

Réunion du Conseil du jeudi 15 décembre 1955.

A l'ordre du jour de la réunion du Conseil figuraient les points suivants :

1) *Congrès sur les Tubes U.H.F.*

organisé conjointement par la Société des Radioélectriciens et la Société des Ingénieurs techniciens du Vide.

Etat de la Question : rapports de MM. CABESSA et TESTEMALE.

2) *Projet de Congrès et d'Exposition de matériel sur l'« Automation »*

— rapport de M. F.H. RAYMOND

3) *Election au Conseil pour* 1956 *et préparation de l'Assemblée Générale* :

— rapport moral
— rapport financier
— projet de modification des statuts.

Réunions en Sorbonne

Séance du Samedi 19 novembre 1955.

A l'ordre du jour de cette séance présidée par M. H. PARODI, Président de la Société des Radioélectriciens, figurait une communication de M. DAYONNET, Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T. sur « *Une application de l'Electronique à la Commande par programme des équipements industriels et scientifiques* ».

M. DAYONNET indique d'abord dans ses grandes lignes le problème à résoudre qui consiste à créer un banc d'essai d'huiles de moteur à différents régimes. Cela nécessite un dispositif de commande avec programme contrôlant les allures du moteur utilisé pour les essais, ce qui conduira à établir l'asservissement à une certaine loi préétablie des paramètres suivants : vitesse de rotation, puissance, température de l'huile et température de l'eau de refroidissement.

Il était en outre nécessaire d'assurer un certain synchronisme entre les variations de ces divers paramètres.

Le programme a été élaboré d'après une campagne d'enregistrement des voitures en service de l'Administration des P.T.T.

Après avoir envisagé plusieurs solutions possibles (mécaniques, hydrauliques, pneumatiques), le conférencier donne les raisons pour lesquelles la voie électronique a été choisie.

Il décrit ensuite le dispositif électronique qui a été retenu et réalisé. Les lois de variations des divers paramètres sont inscrites sous forme de courbes sur un film transparent. Un lecteur unique associé à un système de multiplexage permet de commander les organes contrôlant les paramètres.

Un dispositif de cette nature comportant 50 tubes électroniques fonctionne depuis janvier 1955.

Cette étude résulte de la collaboration entre la Direction des Transports des P.T.T., l'Institut du Pétrole et le C.N.E.T.

Séance du Samedi 17 décembre 1955.

Dès l'ouverture de la séance, M. H. PARODI, Président de la Société des Radioélectriciens adresse en son nom et au nom de la Société ses félicitations au Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion Télévision Française et ancien Président de la Société des Radioélectriciens, pour sa promotion au grade de Commandeur de la Légion d'Honneur et à M. M. PONTE, Directeur Général de la Compagnie générale de T.S.F. et de la Société Française Radioélectrique et ancien Président de la Société des Radioélectriciens, pour sa promotion au grade d'Officier de la Légion d'Honneur.

WRH

M. H. PARODI donne ensuite la parole au Docteur D.P. CAMPBELL, Professeur au Massachussets Institution of Technology pour sa communication sur : « **Les Nécessités Economiques de l'« Automation** ».

Le conférencier compare ce qu'il appelle l'« Automation » à la mécanisation.

La mécanisation consiste à fournir à la machine des séquences d'opérations suivant un programme préétabli.

L'automation est une mécanisation automatique portant sur des machines plus importantes avec des séquences d'opérations plus nombreuses et plus complexes.

La plupart des domaines de l'activité humaine peuvent tirer un grand bénéfice de l'automation, aussi bien le monde industriel que le monde des affaires.

Sous son aspect industriel l'automatisation intéresse plus particulièrement les manipulations de matières, tandis que l'aspect des affaires est surtout caractérisé par les transports d'informations. Le conférencier donne ensuite deux exemples d'automatisation portant sur la manutention des matériaux et sur l'aspect information.

L'automatisation nécessite un travail préparatoire de bureau très important. Elle n'est intéressante que dans la mesure où l'on connaît dans ses détails les processus de fabrication et où elle aboutit à des circuits simples d'opérations.

Son développement nécessitera une main-d'œuvre plus qualifiée et une maintenance plus rigoureuse et plus vigilante des installations, la moindre panne pouvant arrêter toute une usine.

Activité des Sections

Deuxième Section : « Matériel Radioélectrique ».

Réunion du Lundi 28 novembre 1955.

Au cours de cette séance présidée par M. LIZON, M. PERNICK fit un exposé sur : « *Les circuits imprimés. Leur utilisation en matériel professionnel* ».

Réunion du Lundi 5 décembre 1955.

Au cours de cette séance présidée par M. LIZON, M. MIQUELIS fit un exposé sur : le « *Condensateur électrolytique à usage professionnel* ».

Cinquième Section « Hyperfréquences ».

Réunion du Mercredi 21 décembre 1955.

Cette séance présidée par M. WARNECKE était consacrée à un exposé de M. PALLUEL sur les « *Récents développements dans le domaine des tubes* « *Carcinotron O* ».

Huitième Section : « Electronique appliquée ».

Réunion du Jeudi 15 décembre 1955.

Le 15 décembre 1955 la huitième section avait organisé Salle Chaleil, en commun avec l'Association des Ingénieurs Electroniciens et la Société Française des Mécaniciens, une réunion au cours de laquelle le Docteur D.P. CAMPBELL fit un exposé sur : « *L'Enseignement du Contrôle Automatique aux Etats-Unis* ».

Distinctions honorifiques.

Nous avons le plaisir d'annoncer que deux de nos anciens Présidents ont fait l'objet de nouvelles promotions dans l'ordre de la Légion d'Honneur.

Le Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion Télévision Française, Président de notre Société en 1951 a été promu au grade de Commandeur.

M. M. PONTE, Directeur général de la Compagnie Générale de T.S.F. et de la Société Française Radioélectrique, Président de notre Société en 1949 a été promu au grade d'Officier.

Informations

Congrès « Tubes Hyperfréquences » (Voir page 4).

Documentation

Notre Société a reçu à titre gracieux pour sa bibliothèque l'ouvrage suivant :

— « Technique du Vide » par A.L. REIMAN, professeur de recherche à l'Université de Queensland, Ex-membre du Comité de direction des laboratoires de Recherches de la General Electric Company. Traduit et augmenté par H. BONIFAS, Ingénieur I.E.G., Licencié ès-Sciences. Editeur Dunod. Paris.

Analyse d'ouvrage

Electroacoustique (The Analysis of Transduction and its Historical Background)

par

Frédéric V. HUNT

Harvard University Press

John Wiley and Sons Inc. (260 p. 56 figures).

Le travail, que présente fort opportunément le professeur HUNT fait l'objet d'une des monographies consacrées par l'Université de Harvard à la Science appliquée. Comme l'indique l'auteur, il développe 3 thèmes choisis dans le vaste domaine de l'électro-acoustique et qui sont caractéristiques de cette science. Le premier est relatif au transducteur électromécanique et électroacoustique et à la « situation » scientifique et historique par rapport aux arts connexes et aux sciences fondamentales, dont il dérive; le chapitre qui l'expose sert en quelque sorte d'introduction à l'ouvrage. Un second groupe de chapitres traite de la représentation analogique et décrit un nouveau schéma basé sur le « space operator » pour l'analyse des systèmes électrostatiques et électromagnétiques de couplage électromécanique dans un ensemble de références simple et homogène. Les premières découvertes de la télécommande télégraphique et de la télécommunication téléphonique y sont évoquées et éclairées par des citations ou des mentions de brevets auxquels une place importante est réservée.

De la sorte s'introduisent naturellement l'étude des couplages de diverses natures, les considérations de réciprocité et de symétrie, ainsi que l'analyse de l'impédance électrique des transducteurs pour caractériser leurs performances. A ce titre, sont examinés plus particulièrement les systèmes dynamiques, électrostatiques, magnétiques qui tiennent dans la technique des communications une place essentielle.

Le livre de M. HUNT ne se limite pas aux quadripôles transmetteurs de courants téléphoniques ou de son, mais s'étend également aux relais magnétiques à armature mobile.

L'analyse détaillée des circuits équivalents et des équations qui régissent leur fonctionnement conduit l'auteur à développer la notion d'impédance dont Kennelly avait autrefois jeté les bases. Elle fait apparaître la possibilité de calculs de rendement pour les divers types de transducteurs: au nombre de ces derniers, sont successivement considérés les systèmes électrostatiques, dynamiques, magnétiques, électromécaniques, donc intéressant primordialement les ingénieurs de plus en plus nombreux qui ont à étudier les émetteurs acoustiques.

L'ouvrage est très heureusement complété par des tables de conversion, des systèmes d'unités courants et par des tableaux très utiles donnant les équations de dimension des principales grandeurs en fonction, d'une part de la quantité Q d'électricité, de la masse M, de la longueur L, et du temps T et d'autre part de « $Q + V$ » L et T, (ainsi que les noms des unités servant à les mesurer).

Par sa présentation claire et par ses développements mathématiques intuitifs et limités à ce qui est nécessaire à l'intelligence des fondements et des applications de l'électroacoustique, le livre de M. HUNT, d'une lecture aisée et instructive est destiné à tous les spécialistes de la technique des télécommunications ou de la radiodiffusion, comme à ceux de la reproduction de la transdution du son. Il facilitera leurs études, orientera plus systématiquement leurs recherches et leurs exposés et sera très favorablement accueilli par eux pour son intérêt didactique et documentaire.

P. CHEVASSE.

Nouveaux membres

MM.	présentés par MM.
Decante André, Directeur de l'Agence de la Compagnie des Compteurs de Nancy	Goudet Pierret.
Delaitre René, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	Quinet Bouchard.
Della Riccia Jacques, Ingénieur Electricien E.T.P., élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	R. Rigal J. Renault.
Devaud Guy, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	Bouchard Quinet.
Dubois Robert, élève à l'Institut Polytechnique de Grenoble (Section de Radioélectricité)	Benoit Munier.
Dumas Maurice, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	R. Rigal J. Renault.
Dumontet Pierre, chef de travaux à la Faculté des Sciences d'Alger	Blanc-Lapierre P. Cachon.
Durand Claude-Jules-Louis, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	R. Rigal J. Renault.
Fabien Jean, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Raux Olivier.
Fabre Bernard-Gabriel, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	R. Rigal J. Renault.
Fleury Jean, Ingénieur E.S.E. à la Société Nouvelle de l'Outillage R.B.V. et de la Radio-Industrie	Feyzeau Goubert.
Folliot Léon, Henri, Ingénieur I.C.A.M. et E.S.E. à la C.F.T.H.	Beurtheret Delvaux.
Fountaine Guy, Edouard, Agent Technique Radioélectricien, chef de groupe de plateforme d'essais	Brothelande Belhadj.
Frachot Pierre, Ingénieur E.S.E.	Cabessa Violet.
Fuzellier Jean, Ingénieur Radio E.S.E.	Dastugue Sturel
Ghazal Maurice, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	R. Rigal J. Renault.
Giraud René, Chef de Service à la Société « Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques (T.R.T.)	Matras Amouroux.
Godefroy Jean-Pierre, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	R. Rigal J. Renault.
Goupil Jean, Marcel, Emile, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Raux Olivier.
Grillot Gérard, Agent Technique	Bourassin Mothiron.
Grosse Louis, Inspecteur des P.T.T.	Libois Raynaud.
Grunberg Georges, Licencié ès-Sciences, Licencié en Droit, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot Paris E.
Havot Roger, Laboratoire d'Electronique et de Physique Appliquées (Service hyperfréquences).	Andrieux Astor.
Hervé Louis, Joseph, Jean, Marie, Licencié es Sciences, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	R. Rigal J. Renault.
Ho Tan Phat, Ingénieur E.S.E., élève à l'Ecole Nationale de l'Aviation Civile (Orly)	Gaussot Belot.
Huong Simon, Licencié ès Sciences, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	R. Rigal Renault J.
Jeandeau Serge, élève à l'Institut Polytechnique de Grenoble (Section Radioélectricité)	Benoit Munier.
Kasparian Georges, élève à l'E.S.E. (division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot Hutteau.
Korezlioglu Hayri, Licencié ès Sciences, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	R. Rigal J. Renault.
Labedoyere Henri de, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	R. Rigal J. Renault.
Labeyrie Jacques, Docteur ès Sciences, Ingénieur E.P.C.I., Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay	Surdin Matras.
Le Guyon Paul, Ingénieur E.B.P.	Matras Amouroux.
Le Mezec Jean, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	R. Rigal J. Renault.
Lemoro Robert, Ingénieur E.E.M.I.	Matras Amouroux.
Lixon Henry, Albert, Chef du Service de Documentation aux Laboratoires R. Derveaux	Berline Derveaux.
Loger Claude, Ingénieur E.B.P.	Matras Amouroux.
De Lussanet de la Sablonière Christian-Jean, Ingénieur en chef à la Sté Philips' Gloeilampenfabricken	Ducot Laurens.
Mardon Claude, Gilbert, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Raux Olivier.
Marie Gérard, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	R. Rigal J. Renault.
De Mascureau Bernard, Ingénieur E.E.M.I.	Matras Amouroux.
Menesplier Lagrange Pierre, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	Quinet Chrétien.
Mugnier Jean, Ingénieur I.E.G. et E.S.E.	Matras Amouroux.
Noly Marcel, Chef du Service Technique à la Cie I.B.M. France à Nancy	Goudet Pierret.
Oberson René, Ingénieur E.S.M.E.	Matras Amouroux.
Pastier Pierre, Chef de département à la Sté « Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques (T.R.T.)	Matras Amouroux.
Porteres Michel, Ingénieur Militaire des Télécommunications d'Armement, Ancien élève de l'Ecole Polytechnique	R. Rigal J. Renault.
Regnier Albert, Ingénieur de l'Ecole Polytechnique, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Rigal Renault.
Renault Jean, Auguste, Clément, Industriel	Savornin Casanova.
Rignello Albert, Agent Technique Radio	Perrot Cachon.
Robouam, élève à l'Institut Polytechnique de Grenoble (Section Radioélectricité)	Benoit Munier.
Roger Léandre, Licencié ès Sciences, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	R. Rigal J. Renault.

MM.	Présentés par MM.
Roux Georges, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Raux Olivier.
Salmet Gaston, Chef de Laboratoire à la Société « Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques » (T.R.T.)	Matras Amouroux.
Schwob Jean, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	R. Rigal J. Renault.
Service Central du Matériel de Transmissions	Capitaine Mille Cap. Longchampt.
Sorgues Jean, Gilbert, élève à l'Institut Polytechnique de Grenoble (Section Radioélectricité)...	Benoit Munier.
Soufflet Marcel, Ingénieur I.E.G.	Matras Amouroux.
Tavernier Jean, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot E. Paris.

OFFRES D'EMPLOI

0.54. — Compagnie I.B.M. France

Recherche :

INGÉNIEURS

formation Grdes Ecoles, ayant plus. années de référ. en PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE. Ecr. 20, Av. Michel-Bizot. Paris-12e.

0.61. — « Impte Sté d'Electronique rech. pour Laboratoire Paris jeunes Ingénieurs diplômés Grandes Ecoles, jeunes Agents techniques formation électronique. Situat. d'avenir. Adress. Curr. Vit. à N° 87 934 Contesse et Cie 8, sq. Dordogne Paris Q. Tr.

0.62. — Impte Sté d'Electronique rech. pour Laboratoire Paris : Ingénieurs de recherches positions II et III ; diplômés Grandes Ecoles sous-ingénieurs-Agents techniques catég. II et III ayt. bne expérience Technique Radar et Télévision. Ecrire à N° 87 930 Contesse et Cie 8, sq. Dordogne Paris-17e qui transm.

0.63. — « Importante Société de réputation mondiale recherche pour laboratoires de Zurich (Suisse) : Ingénieurs-Electroniciens ou physiciens de première ordre, spécialisés dans les domaines suivants : Calculateurs électroniques, circuits impulsionnels à relais ou à transistors, circuits à éléments ferromagnétiques ou ferroélectriques. Les candidats devront faire preuve d'esprit inventif et être capable de poursuivre leurs recherches jusqu'à réalisation effective. Ecrire avec curriculum vitae détaillé, à N° 19311, Publicité SWEERTS, 36 ter, rue de la Tour-d'Auvergne, Paris, qui transmettra.

0.64. — « Radio-France (Groupe Compagnie Générale T.S.F.) cherche pour création important département « Radio-Télévision » Ingénieurs, dessinateurs, agents techniques, ouvriers maquettes, pour service développement. S'adresser Mlle BOUR. 19, rue Ernest-Cognacq. LEVALLOIS-PERRET, (Métro Pont Levallois). Tél. PER : 43-82.

0.65. — « Importante Société banlieue Est-Paris demande 1 Ingénieur physico-chimiste ayant des connaissances en semi-conducteurs magnétiques à base d'oxyde métallique pour mise au point de matériaux en vue fabrication de grande production. Situation d'avenir. Ecrire avec C.V. *manuscrit* à la société qui transmettra.

Imprimerie Marcel Bon, Vesoul. — Dépôt légal 1er trimestre 1956. — I. n° 25. — 4.900. 578 E. n° 20. — La gérante Mme Chiron

AK - 9 1956

L'ONDE ÉLECTRIQUE

36e ANNÉE - N° 347
FÉVRIER 1956
PRIX : 300 FRANCS

Library
Boulder Laboratories
National Bureau of Standards
Boulder, Colorado

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6e

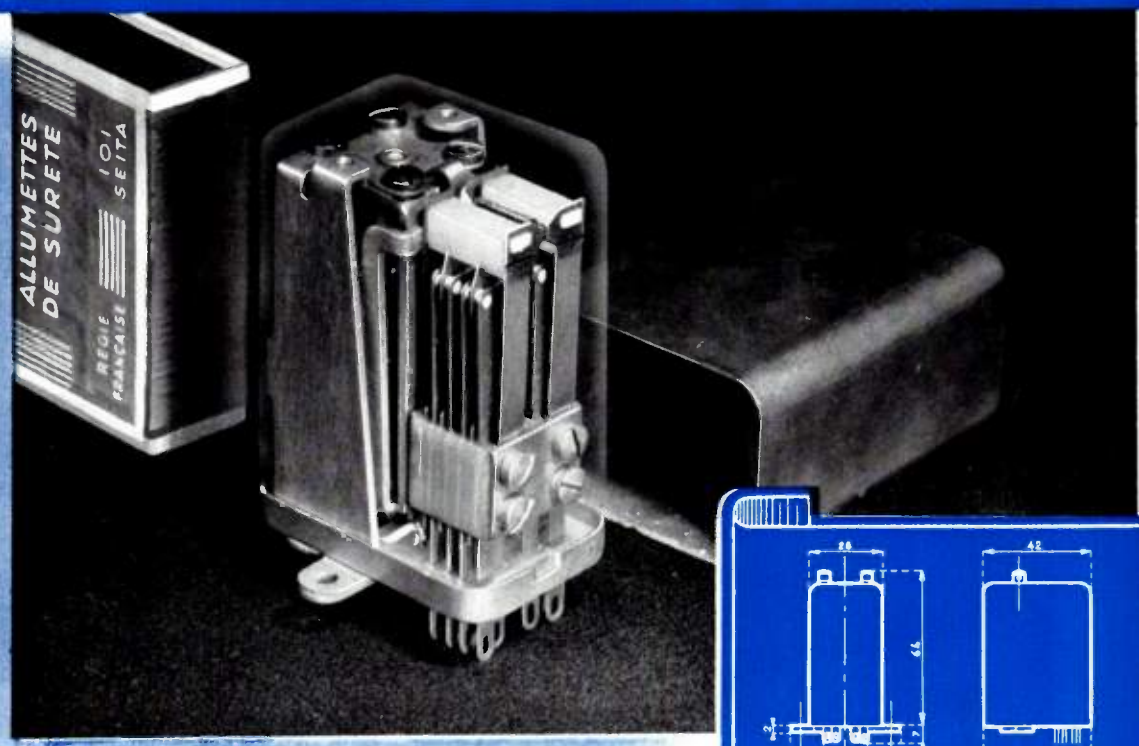
NOUVEAUX EQUIPEMENTS DE TELEVISION INDUSTRIELLE DES LABORATOIRES R. DERVEAUX

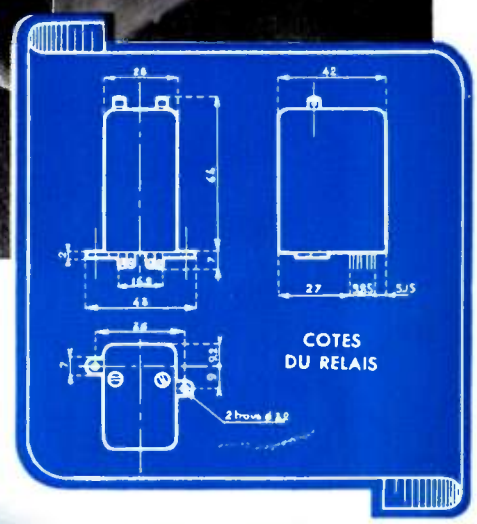
•

DANS CE NUMERO

Le stabilidyne, M. COLAS — Etats d'équilibre d'un basculeur bistable, M. BATAILLE — Cavités sphériques découpées, G. BOUDOURIS — Intégration des équations de Maxwell pour le vide, R. VALLÉE — La Télévision en couleur, H. ANGLÈS d'AURIAC — Télévision en couleur aux U.S.A., G. MAYER

6.000.000 de MANOEUVRES...





le nouveau RELAIS "AY"

DIX caractéristiques nouvelles assurent à ce nouveau relais une sécurité de fonctionnement absolue.

Contact double
Pression supérieure
Pas de cambrage de lames
Alignement automatique des contacts
Pas d'usure d'axe (pas de jeu possible)
Rappel cabribré par ressort indépendant
0,8 Watt pour 4 RT, 1,6 Watt pour 8 RT
Le bloc moulé supprime les défauts d'empilages, il assure l'interchangeabilité automatique, [un isolement tropical parfait.

Par ailleurs, les usines **BERNIER** fabriquent tous les organes de raccordement et de commutation concernant l'électronique.

Brevets internationaux

★ APPAREILLAGE ÉLECTRONIQUE
★ PRISES MULTIBROCHES
★ JACKS, FICHES DE JACKS...
★ RELAIS H. F. ET H. T. ET DE TÉLÉCOMMANDE
★ RELAIS TÉLÉPHONIQUES
★ RELAIS POLARISÉS

BERNIER & Cie 19 RUE MALTE-BRUN - PARIS XXe - MEN. 07-24

AGENCE PUBLEDITEC DOMENACH

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Electrique : R. Domenach, 161, Bd St-Germain, Paris 6e - Tél. LIT. 79-53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

Vol. XXXVI **FÉVRIER 1956** **N° 347**

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6e. — C.C.P. Paris 53-35

Abonnements 1 an : France : 3.000 F ; Etranger : 3.300 F — Prix de ce N° : 300 F

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, PARIS-6e. Tél. LIT. 79-53

SOMMAIRE

		Pages
Le Stabilidyne	M. COLAS	83
Étude des états d'équilibre d'un basculeur bistable en vue d'un fonctionnement sûr et durable	M. BATAILLE	94
Cavités sphériques découpées	G. BOUDOURIS	104
Méthode d'intégration des équations de Maxwell dans le cas du vide	R. VALLÉE	122
La télévision en couleur	H. ANGLÈS D'AURIAC	134
La télévision en couleur aux U. S. A.	C. G. MAYER	145
La Vie de la Société		152

Sur notre couverture :

Les nouveaux équipements de télévision industrielle des Laboratoires R. Derveaux, 6, rue Jules-Simon, Boulogne-sur-Seine, Paris. — Tél. : MOLitor 37.00.

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Electrique *n'engagent que leurs auteurs*

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine). — Tél. ALÉSIA 04-16 — C.C.P. Paris 697-38

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T.S.F.

J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie e. r.

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique

† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H ABRAHAM (1947)

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

		MM.
1922		M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923	†	H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924	†	R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925	†	J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T.T.
1926		E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927	†	Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928		Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929	†	L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930		Ed. BELIN, Ingénieur.
1931		C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932		P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933	†	L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934		Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
1935	†	R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936	†	R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937	†	F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur es-Sciences
1938		P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
1939	†	J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940	†	H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945		L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946		R. P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947		R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.
1948		Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949		M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950		P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951		Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion — Télévision Française.
1952		J. de MARE, Ingénieur Conseil.
1953		P. DAVID, Ingénieur en chef à la Marine.
1954		G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1955)

M. H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.

Président désigné pour 1956 :

M. R. RIGAL, Ingénieur Général des Télécommunications.

Vice-Présidents :

MM. E. FROMY, Directeur de la Division Radioélectricité du L.C.I.E.

A. ANGOT, Ingénieur militaire général, Directeur de la Section d'Etudes et de Fabrications des Télécommunications.

C. BEURTHERET, Ingénieur en Chef à la C.F.T.H.

Secrétaire Général :

M. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Trésorier :

M. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.

Secrétaires :

MM. R. CHARLET, Ingénieur des Télécommunications

J.M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

P. DEMAN, Ingénieur des Télécommunications.

Comité de Rédaction de l'ONDE ÉLECTRIQUE

Président : M. P. ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Secrétaire-Redacteur en Chef : M. L.J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Membre d'Honneur : M. Charles MAURAIN

SECTIONS D'ÉTUDES ET GROUPES RÉGIONAUX

SECTIONS D'ÉTUDES

No	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Général Angot.	M. Toutan.
2	Matériel radioélectr.	M. Lizon	M. Gamet.
3	Electro-acoustique.	M. Chavasse.	M. Poincelot.
4	Télévision.	M. Mercier.	M. Angel.
5	Hyperfréquences.	M. Warnecke.	M. Charles.
6	Electronique.	M. Cazalas.	M. Picquendar
7	Documentation.	M. Cahen.	Mme Angel.
8	Electronique appliq.	M. Raymond.	M. Larguier.
9	Electronique Nucléaire.	M. Surdin.	M. Labeyrie.
10	Formation du Personnel Technique.	M. Beurtheret	M. X...

Les demandes pour participation aux travaux des Sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. Benoit, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. Moussiegt, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. Corbery, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. Cachon, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. G. Goudet, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. Gudefin, Assistant à l'E. N. S. E. M.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. Destray, Directeur de l'École de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. Vogel, Directeur de Recherches au C. N. R. S.

Secrétaire. — M. J. Giraud, Ingénieur des Télécommunications.

CONSEIL DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

MM. J. Boulin, Ingénieur des Télécommunications à la Direction des Services Radioélectriques.
F. Carbenay, Ingénieur en Chef au Laboratoire National de Radioélectricité.
G. Chedeville, Ingénieur Général des Télécommunications.
R. Freymann, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
J. Marique, Secrétaire Général du C.C.R.M. à Bruxelles.
F.H. Raymond, Directeur de la Société d'Electronique et d'Automatisme.
J.L. Steinberg, Maître de Recherches au C.N.R.S.
L. de Valroger, Directeur du Département Radar-Hyperfréquences de la Cie Française Thomson-Houston.

J. Icole, Ingénieur en chef des Télécommunications, Chef du Département Faisceaux-Hertziens, Direction des Lignes Souterraines à Grande Distance.
J. Lochard, Lieutenant Colonel, Chef des Services Techniques du Groupe de Contrôle Radioélectrique.
N'Guyen Thien Chi, Chef de Département à la Cie Gle de T.S.F., Ingénieur-Conseil Cie Industrielle des Métaux électroniques.

MM. † G. Potier, Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique »
P. Rivère, Chef du Service « Multiplex » de la Sté Français Radioélectrique.
M. Sollima, Directeur du Groupe Electronique de la Cie Française Thomson-Houston.
H. Testemale, Ingénieur des Télécommunications.
A. Violet, Chef de Groupe à la Sté « Le Matériel Téléphonique »

l'Ingénieur J. Bloemsma, Ingénieur Radio E.S.E.
A. Charles, Général du C.R., Conseiller technique à la Société Kodak-Pathé.
A. Didier, Professeur au C. N. A. M.
G. Goudet, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
M.D. Indjoudjian, Ingénieur des Télécommunications, chargé du Département Télécommande du C.N.E.T.
P. Mandel, Ingénieur en Chef à la Société Nouvelle de l'outillage R B V et de La Radio-Industrie.
A. Pages, Ingénieur à la Compagnie Générale de T.S.F.
H. Tanter, Ingénieur au L.C.T.

INFORMATIONS

EXPOSITION D'INSTRUMENTS ET MATÉRIEL SCIENTIFIQUES

La 53e Exposition d'Instruments et Matériel Scientifiques organisée par la Société Française de Physique, aura lieu du 12 au 19 avril 1956, dans les Galeries du Grand Palais.

Comme les années précédentes, un cycle de conférences aura lieu à l'occasion de cette Exposition. Ces conférences seront faites au Palais de la Découverte, et parmi celles-ci nous pouvons déjà citer :

— Spectroscopie en radiofréquences, par M. C.H. TOWNES de l'Université de Columbia ;

— Progrès récents dans l'étude du magnétisme, par M. L. NEEL de l'Université de Grenoble, Membre de l'Institut ;

— Questions à l'ordre du jour en géophysique, par M. E. THELLIER, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.

CONGRÈS " TUBES HYPERFRÉQUENCES "

Nous rappelons que ce Congrès, organisé par la Société des Radioélectriciens et la Société Française des Ingénieurs Techniciens du Vide, se tiendra au Conservatoire National des Arts et Métiers, 292, rue Saint-Martin, Paris, du 29 mai au 2 juin 1956.

Cette manifestation se présente de manière particulièrement favorable : 160 communications environ ont été proposées jusqu'ici, par des auteurs appartenant à une vingtaine de pays différents.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Extraits des Statuts

ARTICLE PREMIER. — La Société des RADIOÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion des questions concernant la radiotélégraphie et tout ce qui s'y rattache.

Elle recourt à toutes les formes d'activité de nature à réaliser le but qu'elle poursuit.

Elle s'interdit toute ingérence dans les entreprises industrielles ou commerciales quelconques, autres que celles qui concernent son administration propre.

La durée de la Société est illimitée.

Elle a son siège à Paris.

ARTICLE 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Etre agréé par le Bureau de la Société

. . . . . .

Tout membre titulaire qui aura pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives une cotisation de 15 000 francs pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation de 5 000 francs seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation annuelle fixée comme suit :

Particuliers ..... 1 600 F

Sociétés ou Collectivités. 10.000 / 25.000 / ou 50.000 } au gré de la Société ou Collectivité

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle moyennant le versement d'une somme égale à dix fois cette cotisation.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études en France, pourront bénéficier, sur leur demande, d'une cotisation ramenée à 800 F. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

Montant des Cotisations

Les cotisations annuelles sont ainsi fixées :

Particuliers, membres titulaires, recevant *L'Onde Electrique* .. 1.600 fr.

Sociétés ou collectivités membres titulaires recevant *L'Onde Electrique* .. 10.000 / 25.000 / ou 50.000 } au gré de la Société ou Collectivité

Les particuliers peuvent racheter leur cotisation moyennant le paiement de dix annuités ..... 16.000 fr.

La cotisation des membres titulaires âgés de moins de 25 ans, en cours d'études en France, peut, sur leur demande, être ramenées à 800 francs.

En cas de non admission d'un candidat, la somme versée lui est retournée.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

LA STABILIDYNE par M. COLAS, *Ingénieur Chef de Service à la Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique de février 1956 (pages 83 à 93).

Après avoir rappelé la nécessité de la stabilisation des fréquences de trafic et l'évolution des procédés de stabilisation, l'auteur décrit un nouveau système, en donne la précision, la stabilité et les limites pratiques à la réception et à l'émission. Puis l'auteur décrit quelques réalisations industrielles et en donne les principales caractéristiques.

CAVITÉS SPHÉRIQUES DÉCOUPÉES, par G. BOUDOURIS, *Ingénieur Electricien et Radio.* Onde Electrique de février 1956 (pages 104 à 121).

L'étude des cavités sphériques découpées porte sur la longueur d'onde de résonance et sur le coefficient de surtension.

Des courbes sont établies à l'aide de deux méthodes approximatives différentes et qui donnent des résultats assez concordants.

Les courbes obtenues établissent une liaison entre les cas extrêmes des cavités cylindriques et sphériques résonnant respectivement sur les modes E_{010} et E_{101}.

Entre ces cas extrêmes se trouve la cavité sphérique découpée qui est étudiée à son mode électrique fondamental.

Des exemples sont donnés pour les bandes de 3 à 10 cm de longueur d'onde.

ÉTUDE DES ÉTATS D'ÉQUILIBRE D'UN BASCULEUR BISTABLE EN VUE D'UN FONCTIONNEMENT SUR ET DURABLE, par M. BATAILLE, *Chef de Groupe de Recherches à l'O.N.E.R.A.* Onde Electrique de février 1956 (pages 94 à 103).

On étudie l'influence de tous les éléments sur les états d'équilibre d'un montage type Eccles-Jordan. On en déduit les conditions à remplir pour que tous les exemplaires soient interchangeables dans tous les cas possibles compte tenu d'un certain vieillissement. Une méthode simple de calcul des éléments est donnée. Les consommations de courant sont étudiées en vue de préciser les performances des sources de tension.

SUR UNE MÉTHODE D'INTÉGRATION DES ÉQUATIONS DE MAXWELL, par R. VALLÉF, *Laboratoire Industriel d'Electricité.* Onde Electrique de février 1956. (pages 122 à 133).

Le but de la présente étude est au premier chef d'essayer de jeter un pont entre :

— les lois gouvernant la propagation des ondes électromagnétiques ;

— et les lois de l'optique géométrique ;

en faisant apparaître les surfaces caractéristiques de propagation définies comme surfaces d'onde.

La première partie est consacrée à l'intégration des équations de Maxwell dans le cas où les fonctions représentant les surfaces d'ondes peuvent être séparées.

La seconde partie faite d'un certain nombre d'applications, se termine par l'étude rapide de la réflexion sur des surfaces parfaitement réfléchissantes.

LA TÉLÉVISION EN COULEURS, par H. ANGLES D'AURIAC, *Directeur du Centre Technique de l'U.E.R.* Onde Electrique de février 1956 (pages 134 à 144).

Cette conférence, prononcée le 16 mars 1955, s'adressait à un public d'ingénieurs non spécialistes et de journalistes.

Après avoir constaté que le problème de la télévision en couleurs se posait désormais pour l'Europe, l'auteur aborde les aspects techniques de ce problème puis expose les différentes solutions utilisées en Amérique. Dans une seconde partie, il insiste sur les différents facteurs qui, en Europe, influeront sur le choix de solutions techniques différentes.

SUMMARIES OF THE PAPERS

SECTIONALISED SPHERICAL CAVITIES, by G. BOUDOURIS, *Ingénieur Electricien and Radio.* Onde Electrique February 1956 (pages 104 to 121).

The study of spherical cavities is concerned with resonant wavelength and the coefficient of surtension.

Curves are established by using two different approximate methods which give results which agree.

These curves show a connection between the extreme cases of cyclindrical and spherical cavities which resonate respectively at modes E_{010} and E_{101}.

Between these two extremes comes the sectionalised spherical cavity which is examined for its fundamental mode of operation. Examples are given for the bands of 3 cm and 10 cm wavelength.

THE STABILIDYNE, by H. COLAS, *Ingénieur Chef de Service à la Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique February 1956 (pages 83 to 93).

After recalling the necessity for frequency stability and the development of stabilising methods, the author describes a new method and gives the precision, stability and practical limits both for reception and transmitting. Several industrial equipments and their principal characteristics are described.

AN INTEGRATION METHOD FOR MAXWELL'S EQUATIONS, by R. VALLÉE, *Laboratoire Industriel d'Electricité.* Onde Electrique February 1956 (pages 122 to 133).

The main object of this study is to provide a bridge between :

— the laws governing the propagation of electromagnetic waves

— and the laws of geometric optics

in demonstrating the characteristic propagation surfaces defined as wave contours.

The first part deals with the integration of the Maxwell equations for the case where the functions representing the wave contours can be separated.

The second part gives a number of applications and is concluded by a short study of reflections on perfectly reflecting surfaces.

STUDY OF EQUILIBRIUM STATES OF A BI-STABLE FLIP FLOP FROM THE POINT OF VIEW OF RELIABLE AND STABLE OPERATION, by M. BATAILLE, *Chef de Groupe de Recherches à l'O.N.E.R.A.* Onde Electrique February 1956 (pages 94 to 103).

The influence of all the components on the equilibrium state is examined for Eccles-Jordan circuit arrangement. From this the author deduces the conditions that must be fulfilled in order that all kinds shall be interchangeable wherever possible, taking ageing into account. A simple method of calculating the circuit elements is given. Current consumption is examined to enable power supply units to be specified.

COLOUR TELEVISION, by H. ANGLÈS D'AURIAC, *Director of the Centre Technique de l'U.E.R.* Onde Electrique. February 1956. (pages 134 to 144).

This lecture was given on the 16 th March 1955 to an audience of non-specialist engineers and journalists.

After establishing that the problem of colour television is one which will present itself in future in Europe, the author deals with the technical aspects of this problem and then with the various solutions to it which are used in America. A second section stresses the factors which will decide, in Europe, which particular solutions will be chosen.

WRH

LE STABILIDYNE

PAR

Marcel COLAS

Ingénieur Chef de Service
à la Compagnie Générale de T.S.F.

Introduction.

Au fur et à mesure que les lois de la propagation à grande distance des ondes décamétriques étaient mieux connues et que des prévisions de liaison sûre pouvaient être établies avec une meilleure probabilité, l'utilisation de ces ondes a connu un essor prodigieux ; elles ont permis de satisfaire des besoins sans cesse croissants de liaisons à moyenne et grande distance. Cependant, le problème qui consiste à disposer dans cette gamme du nombre maximum de liaisons se pose chaque jour avec plus d'acuité. Sa solution impose de rétrécir la bande de fréquence occupée par chaque émission au minimum compatible avec l'information à transmettre ; elle impose en plus une stabilisation de la fréquence porteuse, tant à l'émission qu'à la réception, d'autant meilleure que la bande de fréquence transmise est plus réduite.

Le problème de la stabilité de fréquence a été résolu par l'utilisation de quartz piézo-électriques, tant à l'émission qu'à la réception. Cette solution, simple pour des liaisons fixes, entraîne cependant des difficultés importantes dès qu'il s'agit de liaisons à caractère temporaire, ce qui est le cas de la plupart des applications militaires dans lesquelles les fréquences ne peuvent être fixées d'avance et doivent être modifiées suivant les nécessités du service, souvent très rapidement. L'utilisation de quartz pour ces fréquences nouvelles pose un problème très important d'approvisionnement de toutes les stations du réseau toujours très éloignées les unes des autres.

Enfin, la surveillance des réseaux ennemis nécessite, outre une variation rigoureusement continue de la fréquence du récepteur, une stabilité très poussée pour permettre l'enregistrement des messages transmis aux fins de déchiffrement ultérieur ainsi qu'une grande précision de lecture permettant de retrouver facilement les émissions déjà repérées.

Ces divers problèmes ont conduit à l'étude et à la réalisation d'un matériel nouveau, le « Stabilidyne » qui, par sa précision et sa stabilité, conserve tous les avantages des quartz en éliminant complètement toutes les servitudes qu'ils imposent.

Evolution des procédés de stabilisation.

Il est connu que, dans un récepteur superhétérodyne du type classique, c'est la fréquence de l'oscillateur local qui détermine la fréquence reçue, celle qui, après transposition, passe dans l'amplificateur moyenne fréquence à bande étroite. Les variations de fréquence de l'oscillateur local, faibles relativement à sa fréquence propre sont importantes relativement à la fréquence de l'amplificateur moyenne fréquence et relativement à la largeur de bande utilisée, quelques centaines de périodes par seconde dans le cas de la télégraphie.

C'est donc la fréquence de l'oscillateur qu'il faut stabiliser par quartz. Divers procédés peuvent être utilisés pour réduire le nombre de quartz nécessaires à la réalisation d'une gamme continue. Tous utilisent un certain nombre de fréquences fixes de l'oscillateur local et un amplificateur moyenne fréquence à fréquence variable qui sert d'interpolateur. Comme il est difficile de réaliser des filtres de bonne qualité à fréquence variable et à largeur de bande constante on utilise de préférence un deuxième changement de fréquence à l'aide d'un second oscillateur local de fréquence variable et d'un amplificateur à fréquence fixe pour laquelle il est facile de réaliser tout filtre de caractéristiques convenables.

Pour créer les fréquences fixes de l'oscillateur local, fréquences régulièrement espacées dans la gamme totale, on peut utiliser, soit un nombre limité de quartz distincts, soit les harmoniques électriques successifs d'un quartz de base ; il devient toutefois nécessaire, dans ce dernier cas, de sélectionner complètement l'harmonique choisi et de l'amplifier suffisamment pour qu'il puisse jouer le rôle d'excitateur dans le mélangeur du récepteur (en général quelques volts sont nécessaires).

Jusqu'au 20e harmonique, une sélection et une amplification suffisante peuvent être obtenues par un nombre acceptable de circuits accordés couplés par lampes pentodes.

On pourrait ainsi couvrir la bande des ondes décamétriques à l'aide d'un quartz de 1 Mc/s et ses 20 premiers harmoniques, l'interpolateur moyenne fréquence couvrant alors une bande continue de 1 Mc/s par exemple de 2 à 3 Mc/s.

Pour améliorer la précision et la stabilité du système on est amené à réduire le plus possible la fréquence de l'interpolateur et, par suite, à réduire la fréquence du quartz de base, ce qui impose l'utilisation d'harmoniques de rang élevé dont la sélection et l'amplification ne pourront plus se faire directement mais pourront être réalisées indirectement à l'aide d'un montage superhétérodyne dont l'amplificateur moyenne fréquence assurera facilement la sélection complète d'un harmonique et son amplification jusqu'au niveau nécessaire. On arrive ainsi au « Stabilidyne » décrit ci-après.

Principe du récepteur stabilidyne (Voir figure 1).

Le montage comprend essentiellement deux récepteurs du type superhétérodyne dont l'oscillateur local haute fréquence H est commun.

L'un des récepteurs assure la sélection et l'amplification des harmoniques d'un oscillateur de base à cristal de quartz après transposition de fréquence dans une bande MF_1 ;

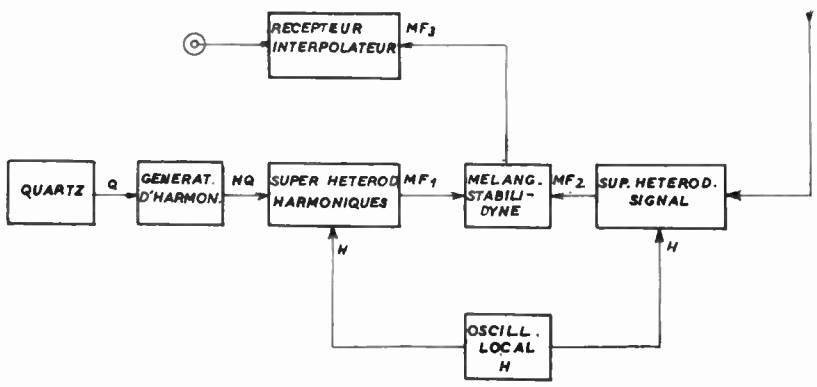


FIG. 1. — Principe du récepteur « Stabilidyne »

L'autre récepteur assure une transposition analogue de la fréquence du signal dans une bande MF_2 – voisine de MF_1.

Puis les deux fréquences moyennes excitent un mélangeur « stabilidyne » fournissant à sa sortie une fréquence de composition MF_3.

Deux combinaisons principales peuvent être utilisées :

a) On sélectionne à la sortie du mélangeur la différence des fréquences incidentes. Selon que l'on aura choisi pour l'oscillateur local une fréquence supérieure ou inférieure à la fois au signal et à l'harmonique, on aura, en appelant :

S la fréquence du signal

Q la fréquence du quartz de base

N le rang de l'harmonique

H la fréquence de l'oscillateur local

dans le cas de la fréquence supérieure :

$$MF_1 = H - NQ$$

$$MF_2 = H - S$$

$$MF_3 = MF_1 - MF_2 = (H - NQ) - (H - S) = S - NQ$$

dans le cas de la fréquence inférieure :

$$MF_1 = NQ - H$$

$$MF_2 = S - H$$

$$MF_3 = MF_2 - MF_1 = (S - H) - (NQ - H) = S - NQ$$

b) On sélectionne à la sortie du mélangeur la somme des fréquences incidentes ; la fréquence de l'oscillateur local H doit alors être comprise entre la fréquence du signal et celle de l'harmonique.

Avec les mêmes notations on aura :

$$MF_1 = H - NQ$$

$$MF_2 = S - H$$

$$MF_3 = MF_1 + MF_2 = (H - NQ) + (S - H) = S - NQ$$

Dans les trois cas, la fréquence sélectionnée MF_3 est indépendante de l'oscillateur local H et est la différence entre la fréquence de signal et la fréquence de l'harmonique choisi NQ. Le résultat est le même

que si l'on avait excité un mélangeur HF, d'une part par le signal, d'autre part par l'harmonique NQ convenablement amplifié et sélectionné. Mais ici, la sélection et l'amplification sont réalisées très simplement dans l'amplificateur moyenne fréquence MF_1 et il devient possible d'utiliser des harmoniques de rang très élevé d'une fréquence de base relativement faible.

Le récepteur placé à la sortie du mélangeur stabilidyne devra couvrir d'une façon continue une bande de fréquence dont l'étendue est égale à la fréquence du quartz de base ; il sera donc facile à établir avec une bonne stabilité. Pour éviter les difficultés de construction des filtres à fréquence variable et de largeur de bande constante, il est commode de réaliser ce récepteur avec un changement de fréquence à l'aide d'un oscillateur variable étalonné H'_1 qui ramène la fréquence sortante à une valeur fixe MF_4 pour laquelle il est facile de construire tout filtre de caractéristiques désirées.

Le récepteur sera complété par les organes usuels : détection des signaux, amplificateur basse fréquence, régulateur de gain, oscillateur de battement pour réception des ondes entretenues pures, etc...

En résumé, le récepteur stabilidyne est constitué par 3 ensembles super-hétérodyne convenablement imbriqués.

Le premier ensemble assure la sélection et l'amplification des harmoniques, le second effectue une conversion de fréquence du même ordre sur le signal. Ces deux ensembles ont un oscillateur local commun dont la fréquence s'élimine dans le mélangeur stabilidyne. Le troisième ensemble assure la réception des signaux issus du mélangeur stabilidyne dans une gamme continue — limitée en valeur à la fréquence du quartz de base.

Précision et stabilité du système.

La relation fondamentale du système Stabilidyne

$$MF_3 = S - NQ$$

doit être complétée par la relation donnée par le troisième ensemble super-hétérodyne, à savoir :

$$MF_4 = H' - MF_3$$

Il est facile d'en déduire qu'en final on aura la relation

$$S = NQ + H' - MF_4$$

qui fixe la fréquence du signal passant, pour un signal donné, dans l'amplificateur à bande étroite fixe MF_4.

La précision obtenue dépend donc de deux quantités Q et H', la valeur de MF_4 étant fixée par construction.

Pour un oscillateur à gamme continue H', de fréquence assez basse, il est facile de réaliser une précision relative de 1 /2000 environ.

Les oscillateurs à quartz peuvent eux être facilement construits pour donner une précision relative de 10^{-5} et même mieux. La précision obtenue dépend des constantes choisies pour la réalisation du matériel ; des exemples en sont donnés plus loin. A titre indicatif, il est aisé d'obtenir par S des écarts de fréquence inférieurs à 500 cycles/seconde pour un signal S de 30 Mc/s. Si l'amplificateur final MF_4 présente une bande passante de $\pm$ 500 cycles, on peut être certain que le signal de fréquence S sera reçu lorsque le récepteur aura été réglé sur ses repères, même en l'absence d'émission.

En régime établi, les oscillateurs H' et Q ont des stabilités qui sont en général dix fois meilleures que les chiffres cités ci-dessus. Il s'en suit qu'en régime établi la stabilité de MF_4 sera en général dix fois meilleure que la précision obtenue. A titre indicatif, une stabilité de $\pm$ 50 cycles sur MF_4 est facilement obtenue pendant plusieurs heures pour un signal de fréquence 30 Mc/s.

Limites du système.

Il est rappelé que le mélangeur stabilidyne est excité par une tension MF_1 issue de l'harmonique N du quartz de base après un système de conversion et d'amplification complexe. Pour ne pas introduire dans le signal sortant du mélangeur stabilidyne un bruit supplémentaire indésirable, il est indispensable que la tension MF_1 soit elle-même exempte de bruit. Il est donc nécessaire, non seulement d'établir soigneusement l'ensemble superhétérodyne des harmoniques, mais aussi d'étudier le générateur d'harmoniques pour qu'il fournisse un niveau suffisant à l'entrée.

Une première limitation du rang d'harmonique utilisable est aussi fournie par cette condition de bruit.

Pour fixer les idées, il est bon que le rapport signal/bruit de la tension MF_1 soit au moins 50 dB pour que le bruit ajouté dans la voie signal soit insignifiant. Ce rapport signal/bruit peut être facilement obtenu en partant d'une tension d'entrée d'harmonique de l'ordre de 100 μV. Le générateur d'harmoniques devra être étudié pour fournir cette tension minimum dans toute la gamme d'utilisation.

Il est connu que des impulsions de forme rectangulaire fournissent un spectre d'harmoniques présentant des arcades et, par suite, des points d'amplitude nulle. Seule la première arcade est utilisable ce qui nécessite un facteur de régime très faible entraînant une amplitude très faible pour tout le spectre. A titre indicatif, pour que la première arcade couvre le 300e harmonique, le facteur de régime doit être inférieur à 1 /300. Pour une fréquence de base de 100 kc/s, la durée de l'impulsion ne doit pas dépasser 1 /30 de μs. La mise en forme à partir d'un oscillateur sinusoïdal de fréquence 100 kc/s correspondrait à un matériel trop important.

Pratiquement on utilise des impulsions voisines de dents de scie, faciles à obtenir et dont le spectre, beaucoup plus régulier, ne présente pas de parties d'amplitude nulle ; la tension décroît seulement comme $\frac{1}{N}$. Cette décroissance est facile à compenser par une amplification haute fréquence croissant avec la fréquence (condensateur variable) et, en pratique, on peut, sans difficulté, atteindre le 500e harmonique avec un niveau suffisant.

Les courbes tracées sur la figure 2 donnent à la même échelle les amplitudes théoriques des harmoniques dans le cas d'impulsions rectangulaires avec un facteur de régime de 1 /300 et dans le cas d'impulsions en dents de scie de même amplitude. On voit que le spectre d'harmoniques de cette dernière forme ne présente aucune annulation de tension et se trouve ainsi être plus favorable pour l'utilisation présente.

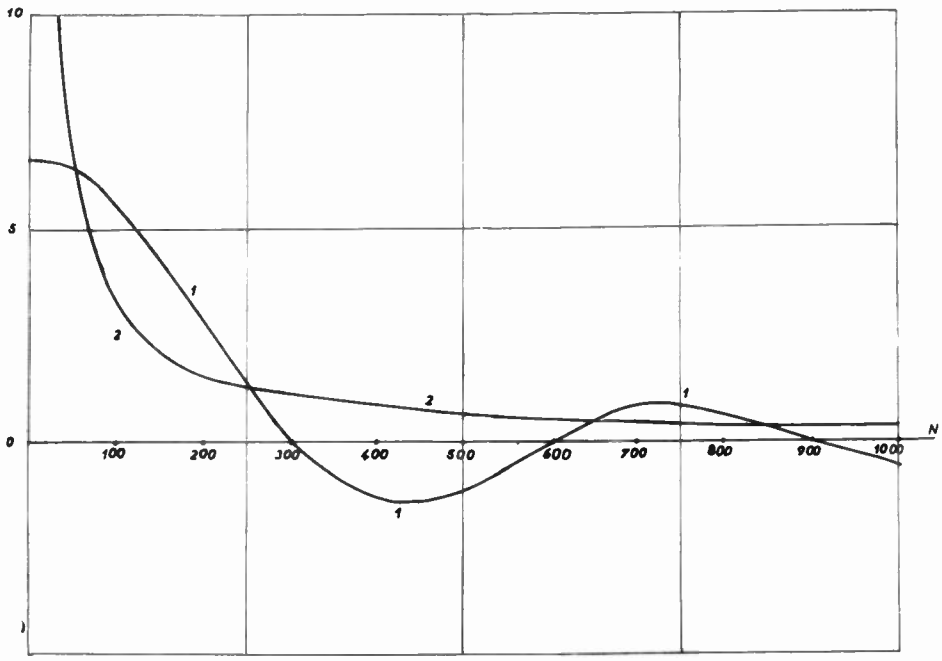


FIG. 2

Une deuxième limitation du rang d'harmonique est fournie par la stabilité propre de l'oscillateur libre *H*. Bien que sa fréquence n'apparaisse pas dans le résultat final il est cependant indispensable que les fréquences intermédiaires MF_1 et MF_2 qui dépendent de *H* ne sortent pas des bandes passantes des filtres correspondants. Si l'on tient compte de toutes les conditions qui agissent sur la fréquence d'un auto-oscillateur : étalonnage, mécanisme, température, humidité, tensions d'alimentation, on peut dire que la stabilité globale d'un auto-oscillateur ne dépasse pas quelques dix-millièmes pour un temps assez long.

La largeur du filtre MF_1 étant obligatoirement inférieure à l'espacement des harmoniques, on conçoit qu'il existe de ce fait une limite supérieure de la fréquence pour laquelle les variations de fréquence de l'oscillateur *H* dépasseraient la largeur maximum possible du filtre.

Pour fixer les idées, la stabilité d'un oscillateur à 30 Mc /s est, dans les conditions ci-dessus, voisine de $\pm$ 9 kc /s. Le filtre MF_1 devra présenter une bande passante de 20 kc /s ce qui permet encore de la réaliser facilement en assurant un affaiblissement confortable des harmoniques voisins transposés.

Précautions à prendre.

Les deux ensembles super-hétérodynes, harmonique et signal, travaillent sur des spectres de fréquence totalement indépendants et de grandes précautions (blindages, découplages) doivent être prises pour qu'ils restent réellement indépendants jusqu'au mélangeur Stabilidyne. Tout mélange des spectres conduirait à des fréquences parasites, soit du côté des harmoniques, soit du côté signal, fréquences parasites qui gêneraient considérablement l'exploitation du matériel. En particulier, l'oscillateur commun *H* présente une voie facile au mélange des spectres et il pourra être nécessaire d'effectuer les liaisons par couplages électroniques irréversibles.

Principe du pilote stabilidyne.

Le principe décrit ci-dessus peut être appliqué à la réalisation d'un maître-oscillateur stable et précis destiné à piloter un émetteur de puissance quelconque. Dans ce cas le récepteur d'interpolation est remplacé par un oscillateur d'interpolation *I* et l'ensemble super-hétérodyne Signal est retourné et fournit une haute fréquence à partir de l'oscillateur local *H* et de l'oscillateur d'interpolation *I*. Voir figure 3.

Les relations établies précédemment deviennent :

$$MF_1 = H - NQ$$
$$MF_2 = MF_1 - I$$
$$P = H - MF_2$$

d'où $P = H - (MF_1 - I) = H + I - MF_1$
$= H + I - (H - NQ) = NQ + I$
$P = NQ + I$

Si l'oscillateur interpolateur couvre une gamme continue dans un intervalle égal à la fréquence de base Q, on pourra obtenir pour P une gamme rigoureusement continue en faisant varier N rang d'harmonique par degrés successifs. Comme dans le montage du récepteur, l'oscillateur local H disparaît de la fréquence finale qui est égale à la somme de la fréquence d'un harmonique NQ et de la fréquence de l'interpolateur I.

Diverses difficultés empêchent un tel système d'être utilisable :

1º Le super-hétérodyne pilote fonctionne à l'envers et fournit une tension HF de sortie faible, voisine de celle de l'oscillateur local H qui excite une des grilles du tube changeur de fréquence à niveau élevé.

La sélection complète de la fréquence utile P est difficile à réaliser et nécessite plusieurs étages à circuits résonnants en cascade.

2º Le niveau de la fréquence utile P créée dans le changeur est faible comme il a été dit ci-dessus et doit être amplifiée avant de pouvoir attaquer l'émetteur. Le gain de celui-ci devra être ajouté au gain de l'amplificateur du pilote ; le gain global devient alors très grand et il devient difficile d'éviter les réactions qui se produisent entre la sortie de l'émetteur (quelques kilowatts) et l'entrée de l'amplificateur HF (quelques microwatts).

3º Enfin, le rapport signal/bruit d'un tel pilote serait en général assez mauvais par suite des transpositions de fréquence et amplifications complexes et bien inférieur à ce qu'il est possible d'obtenir par d'autres montages équivalents du point de vue stabilité et précision de la fréquence.

Le développement de ce système n'a pas, pour ces diverses raisons, été effectué et un système indirect, dans lequel la fréquence d'un auto-oscillateur de niveau suffisant est maintenue constante par un régulateur de fréquence utilisant un récepteur Stabilidyne limité, a été étudié et développé industriellement.

Le principe d'un tel système est représenté figure 4. On retrouve les éléments principaux d'un récepteur Stabilidyne, l'oscillateur pilote remplaçant le signal d'entrée. On retrouve donc la relation $MF_3 = P - NQ$

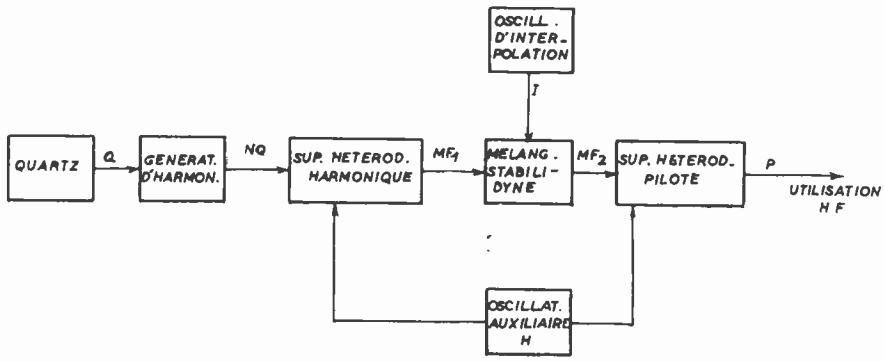


Fig. 3. — Pilote stabilidyne direct.

à la sortie du mélangeur stabilidyne. Si le régulateur de fréquence est réglé sur la fréquence MF_0, il devra fournir une correction au pilote, en grandeur et en signe, fonction de $(MF_0 - MF_3)$ pour que la fréquence d'entrée au régulateur prenne la valeur de réglage MF_0 et que l'on sait :

$$P = NQ + MF_0$$

Divers systèmes de régulateurs répondant à cette condition pourraient être employés. Ceux comportant des organes mécaniques ont été éliminés par suite de la constante de temps importante qu'ils présentent : la conservation de la correction qu'ils fournissent n'est pas nécessaire puisque l'oscillateur pilote peut fonctionner en permanence.

Deux systèmes entièrement électriques à très faible constante de temps peuvent être utilisés. Tous deux comportent comme organe d'action sur l'oscillateur pilote un tube à réactance faisant varier la fréquence du pilote en fonction de la tension de polarisation appliquée à sa grille. Le régulateur devra alors fournir une tension continue de commande fonction, en grandeur et en signe, de l'écart $(MF_0 - MF_3)$.

On peut utiliser dans ce but, soit un discriminateur de phase nécessitant un oscillateur auxiliaire de référence, soit un discriminateur de fréquence qui se suffit à lui-même. Le second système a été préféré, d'abord, en raison de sa simplicité, mais surtout en raison de sa plage d'accrochage beaucoup plus étendue qui ne nécessite pas un réglage précis de l'oscillateur pilote condition très importante pour la réalisation facile d'une télé-commande.

Il est à remarquer que l'emploi du discriminateur de phase amène le pilote à la fréquence exacte définie par la somme $NQ + MF_0$ alors que l'emploi du discriminateur de fréquence laisse théoriquement subsister un écart résiduel qui peut toutefois être rendu aussi petit qu'on le désire et qui, en pratique, ne dépasse par quelques périodes/seconde.

Le fonctionnement complet du système peut être exposé simplement comme suit (en négligeant la tension de polarisation constante) :

Il est à remarquer que le coefficient de régulation sensiblement égal à Kk est le produit de la pente du discriminateur (en Volts par kilo-cycle) par la pente du tube à réactance (en kilo-cycles par Volt). En choisissant convenablement les fréquences et les gains des amplificateurs, il est facile d'obtenir pour K une valeur de 20 Volts par kilo-cycle et pour k une valeur de 20 kilo-cycles par Volt. Le coefficient de régulation est alors de 400 et un écart de réglage de 2 kc/s du pilote est ramené à un écart de 5

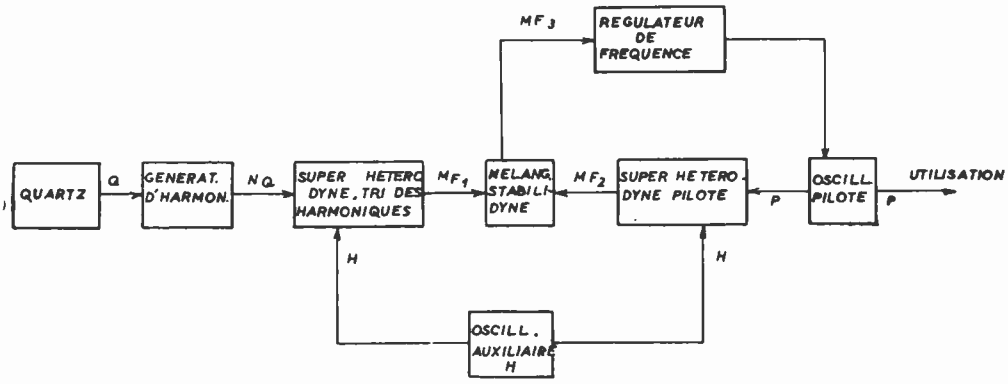


FIG. 4. — Pilote stabilidyne indirect

En appelant P_0 la fréquence du pilote en l'absence de régulateur, V la tension sur la grille de commande du tube à réactance, la fréquence du pilote est régie par l'équation

$$P = P_0 + kV$$

Le discriminateur de fréquence fournit dans sa partie rectiligne une tension redressée V appliquée au tube à réactance qui est de la forme

$$V = K\,(MF_0 - MF_3)$$

Enfin, le récepteur stabilidyne fournit la relation

$$MF_3 = P - NQ$$

De ces trois relations il est facile de tirer :

$$P = (NQ + MF_0) + \frac{P_0 - (NQ + MF_0)}{1 + K\,k}$$

On voit que la fréquence instantanée du pilote diffère de sa valeur nominale $(NQ + MF_0)$ de la quantité $\dfrac{P_0 - (NQ + MF_0)}{1 + Kk}$ qui représente l'écart de réglage $P_0 - (NQ + MF_0)$ divisé par le coefficient de régulation $(1 + Kk)$. En donnant à celui-ci une valeur suffisante (plusieurs centaines) l'écart peut être réduit à quelques périodes/seconde pour un écart de réglage de quelques kilo-cycles/seconde, propriété qui facilite grandement la réalisation d'une télécommande.

périodes par rapport à la fréquence normale fixée par la somme $NQ + MF_0$.

Précision et stabilité.

La précision du système peut être définie à partir de la relation.

$$P = NQ + MF_0 + \varepsilon$$

ε pouvant d'ailleurs être négligé.

On en tire :

$$\Delta P = N\,\Delta Q + \Delta\, MF_0$$

ou encore

$$\Delta P = NQ\,\frac{\Delta Q}{Q} + \Delta\, MF_0$$

La fréquence du régulateur est de l'ordre de 2 à 3 fois la fréquence de base Q donc faible par rapport à NQ. Il en résulte que P est voisin de NQ et que l'on peut écrire :

$$\Delta P = P\,\frac{\Delta Q}{Q} + \Delta\, MF_0$$

$\dfrac{\Delta Q}{Q}$ ne dépend que de la qualité du cristal, du montage utilisé pour l'entretien des oscillations et de la qualité du thermostat employé. Il est facile d'obtenir $\dfrac{\Delta Q}{Q} = \dfrac{1}{100\,000}$ et même mieux.

Le régulateur peut être facilement construit pour que $\frac{\Delta MF_0}{MF_0}$ soit de l'ordre de $\frac{1}{2\,000}$ d'où $\Delta MF_0 = \frac{MF_0}{2\,000}$

Il en résulte la relation très approchée

$$\Delta P = \frac{P}{100\,000} + \frac{MF_0}{2\,000}$$

La précision obtenue dépend des constantes choisies pour la réalisation du matériel ; des exemples en seront donnés plus loin. A titre indicatif, il est aisé d'obtenir

$$\Delta P < 200 \text{ cycles pour } P = 10 \text{ Mc/s}$$

En régime établi l'oscillateur Q et le régulateur de fréquence ont des stabilités qui sont en général au moins 10 fois meilleures. La stabilité du pilote sera, elle aussi , environ 10 fois meilleure et dans l'exemple choisi ci-dessus les variations de P ne dépasseront pas 20 cycles.

Manipulation.

La manipulation par tout ou rien (en A1) du pilote ne présente pas de difficultés. Il suffit , pour ne pas perturber le fonctionnement du régulateur, de laisser le pilote en marche permanente et de manipuler sur la grille d'une lampe de couplage ou sur un petit étage de l'émetteur.

Par contre, la manipulation par déplacement de fréquence (F1) doit être préférablement effectuée dans le pilote pour éviter l'emploi d'un système complémentaire introduit entre le pilote et l'émetteur. Le système exposé ci-dessus se prête particulièrement bien à cette manipulation F1.

Il suffit en effet de modifier au rythme des signaux la fréquence de réglage MF_0 du régulateur pour que celui-ci entraîne le pilote sur la fréquence correspondante avec toute constante de temps qu'il est souhaitable de réaliser.

Bien qu'il soit possible de modifier mécaniquement la fréquence du discriminateur, il est évidemment préférable, si l'on veut atteindre de grandes vitesses de faire varier MF_0 électriquement à l'aide d'un tube supplémentaire qui sera manipulé par blocage de sa grille. Ce tube est excité par la même fréquence MF_3 que le discriminateur ; son anode comporte un bobinage couplé au circuit secondaire du discriminateur. Il en résulte une tension complémentaire en phase avec la tension primaire et que le diagramme vectoriel classique du discriminateur représenté figure 5 *a* est transformé comme indiqué figure 5 *b* . Les résultantes R_1 et R_2 devenant inégales, une tension de correction est appliquée au tube à réactance qui entraîne le pilote sur une fréquence différente qui tend à rétablir l'équilibre. Celui-ci est atteint lorsque le diagramme vectoriel est conforme à la figure 5 *c* pour une nouvelle fréquence MF'_0 différente de MF_0 par suite du déphasage entre primaire et secondaire différent de $\frac{\pi}{2}$

Il serait facile de montrer que l'écart entre MF_0 et MF'_0 est proportionnel à la pente du tube de couplage et peut être réglé à toute valeur désirée, en

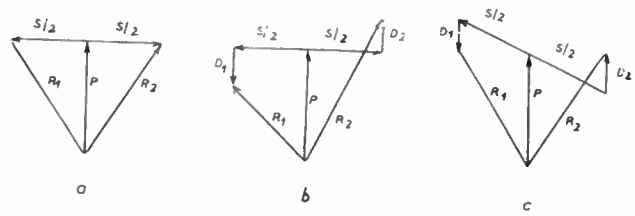


FIG. 5. — Manipulation en fréquence

modifiant la polarisation initiale de la grille. La fréquence initiale se retrouvera en bloquant le tube à l'aide d'une tension négative suffisante pour annuler sa pente.

Il est bon de remarquer que la chaîne de régulation de fréquence est en fonctionnement normal et assure dans les mêmes conditions la stabilisation de la fréquence déplacée.

Les deux fréquences de la manipulation F1 ont aussi la même précision et la même stabilité.

En ajoutant un deuxième tube de manipulation et en mettant les anodes en parallèle, il est possible d'obtenir 3 valeurs de la fréquence déplacée correspondant, les deux premières aux pentes des tubes et la troisième à leur somme. Cette combinaison permet de réaliser deux manipulations simultanées sur la même fréquence porteuse.

Limitation et précautions à prendre.

Elles sont du même type que pour le récepteur mais à un degré moindre, le niveau cote signal étant beaucoup plus élevé et le spectre beaucoup plus simple. La gamme couverte limitée, en général , à 1 ou 2 octaves vers les fréquences les plus basses par suite de la présence du multiplicateur de fréquence dans l'émetteur permet en outre une réalisation beaucoup plus simple.

Réalisation industrielle.

A) RÉCEPTEUR STABILIDYNE (Fig. 6, 7 et 8).

Le récepteur stabilidyne pour ondes décamétriques, réalisé suivant le principe exposé ci-dessus et dont on peut voir ci-dessous les photographies, présente les caractéristiques globales suivantes :

Gamme totale	: 2 à 30 Mc/s
Quartz de base	: 100 kc/s

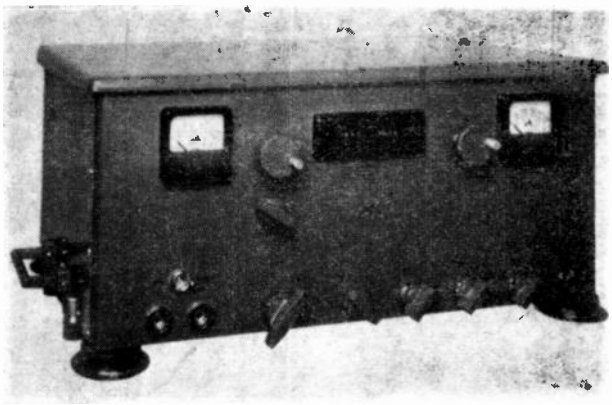


FIG. 6

Harmoniques utilisés : 18 à 297

Interpolateur-gamme : 200 à 300 kc/s

Précision de la fréquence : $\frac{F}{10^6} \pm 200$ cycles

Stabilité au bout de 1/2 heure de fonctionnement : 50 cycles

Sensibilité :

En télégraphie bande 1 kc/s 1 μV pour $\frac{S}{B}$ 20 dB

En téléphonie bande 6 kc/s 15 μV pour

$\frac{S}{B}$ 26 dB 30 % de modulation.

Entre 75 Ohms asymétrique ou 500 Ohms symétrique.

Sortie 600 Ohms.

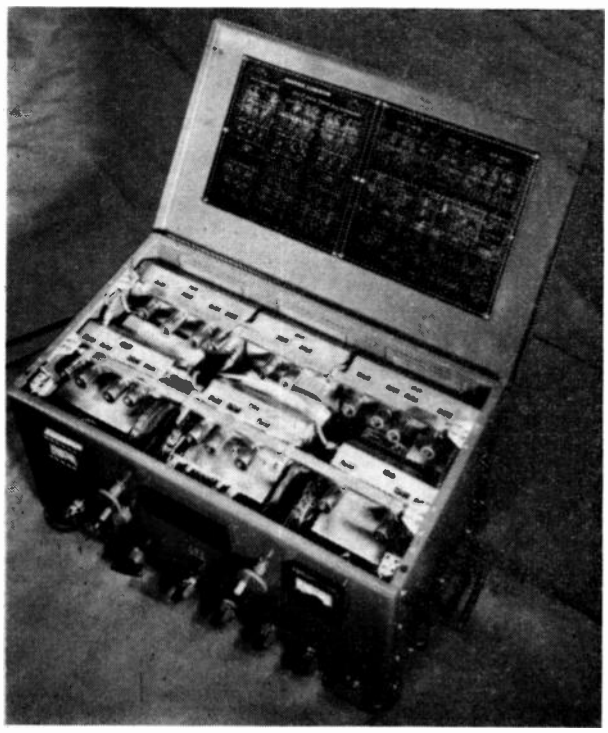


FIG. 7

La particularité constructive essentielle de ce récepteur consiste dans le remplacement du cadran d'étalonnage habituel par un ensemble de deux compteurs décimaux, placés bout à bout, qui affichent la fréquence de réglage de l'appareil avec une précision de 50 cycles en tous points de la gamme, et par le remplacement du bouton unique d'accord par deux boutons commandant, l'un la partie harmoniques (mégacycles et dixièmes de mégacycles), l'autre la partie interpolateur (kilocycles et dixièmes de kilocycles). L'ensemble des compteurs permet d'afficher les 28 000 nombres de 6 chiffres correspondant aux fréquences comprises entre 2 et 30 Mégacycles ; chaque chiffre ayant environ 5 mm on peut calculer

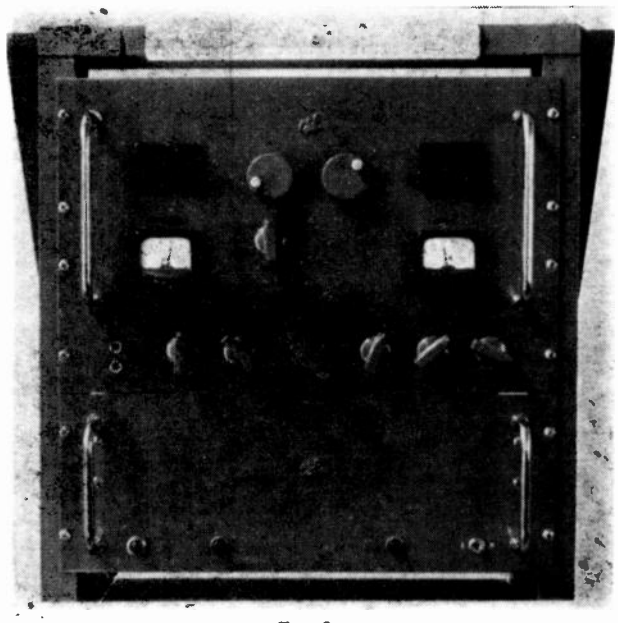


FIG. 8

que le cadran équivalent aurait une longueur de l'ordre de 1 kilomètre !

Chaque bouton de commande entraîne, par l'intermédiaire d'un démultiplicateur à vis tangente irréversible et muni d'un système de rattrapage de jeu, le train de condensateurs correspondant l'un à la partie *HF* (mégacycles), l'autre à la partie moyenne fréquence (kilocycles) en même temps que les compteurs correspondants. Ceux-ci étant évidemment linéaires de fréquence, il a été nécessaire d'utiliser des condensateurs variables établis pour ce profil particulier. Malgré tous les soins apportés à leur construction il n'aurait pas été possible d'obtenir la correspondance exacte entre la fréquence affichée et la fréquence des circuits et une came réglable en usine a été intercalée dans la commande pour permettre l'alignement correct.

L'ensemble de l'appareil a été réalisé en six blocs indépendants obtenus par moulage sous pression et montés sur un socle commun. On réalise ainsi la rigidité mécanique nécessaire à la conservation de l'étalonnage et la qualité indispensable des blindages assurant l'indépendance totale des spectres haute fréquence.

Ces récepteurs peuvent être réglés avec précision

sur la fréquence assignée même en l'absence du signal à recevoir et peuvent aussi être utilisés en veille calée. Ils peuvent assurer en outre tout trafic manuel ou automatique en leur adjoignant le matériel nécessaire à l'enregistrement (A_1 ou F_1) leur stabilité assurant le fonctionnement permanent sans surveillance particulière. Plusieurs récepteurs peuvent être montés en diversity sans précautions particulières, ce montage assurant, comme bien connu, une amélioration importante du trafic.

B) Pilote stabilidyne.

Deux modèles de pilotes ont été développés ; leurs caractéristiques principales sont indiquées ci-dessous :

a) *Modèle à commande automatique* (fig. 9 et 10).

Gamme totale	: 1,875 à 3,75 Mc/s
Quartz de base	: 50 kc/s
Harmoniques utilisés	: 73 à 147
Régulateur-interpolateur	: 100 à 150 kc/s
Précision de la fréquence	: $\frac{F}{10^5} \pm 100$ cycles

Stabilité au bout d'une 1/2 heure de fonctionnement $\pm$ 10 cycles.

Manipulation A_1 et F_1	
Déviation de fréquence	: 100 à 1 000 cycles
Sortie	: 1 volt sur 75 Ohms
Fréquences télécommandées	: 6

Sa particularité essentielle est, comme pour le récepteur, l'affichage directe de la fréquence de travail

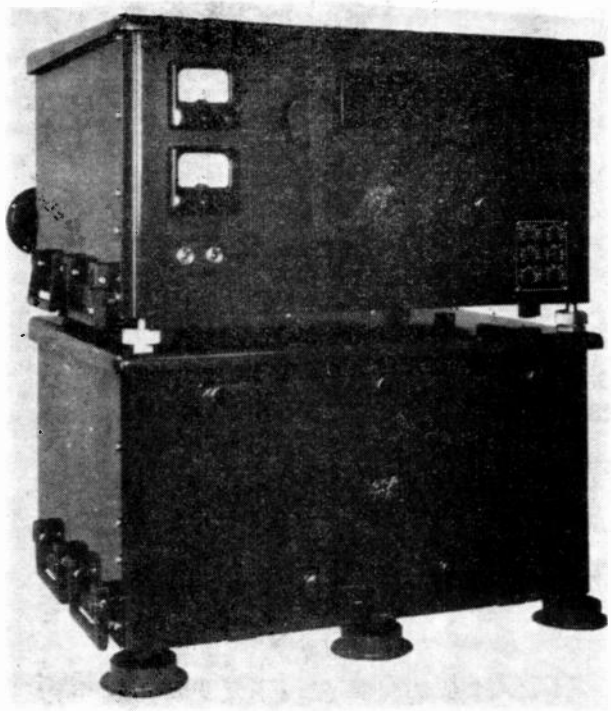


Fig. 9

à l'aide de compteurs décimaux. Deux organes de commande automatique indépendants positionnent, l'un les organes *HF* (mégacycles et dixièmes), l'autre les organes *MF* (kilocycles et dixièmes). Six positions indépendantes peuvent être réglées sur 6 fréquences arbitrairement choisies dans la gamme totale. Chacune des 6 fréquences sera remise en service par l'ensemble de commande automatique en un temps inférieur à 20 secondes environ.

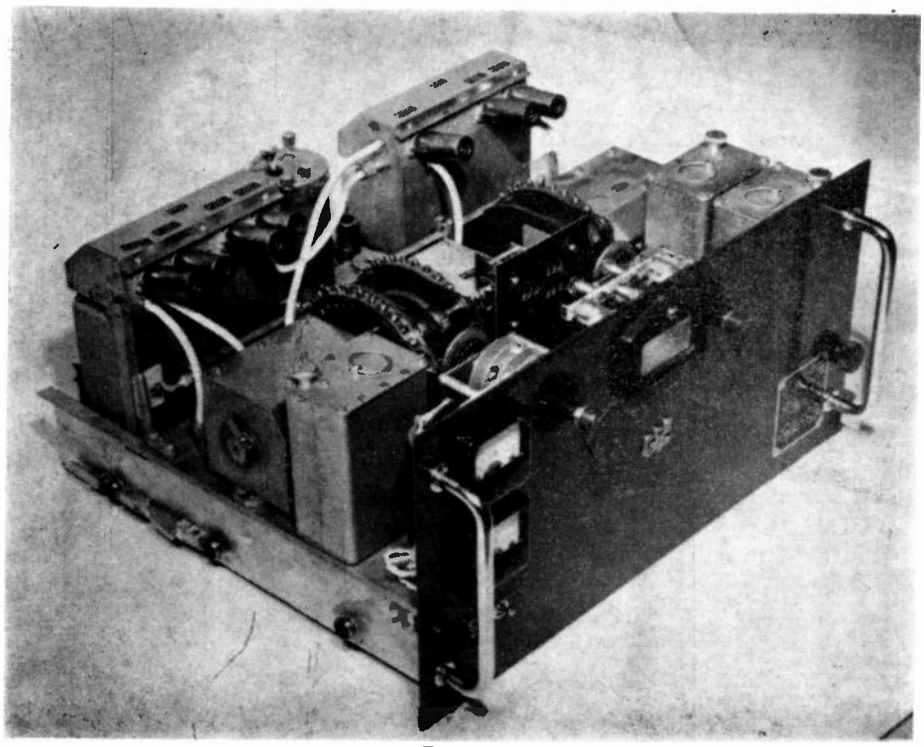


Fig. 10

FIG. 11

La réalisation mécanique est analogue à celle du récepteur, blocs fondus indépendants, montage rigide sur un socle, réducteur de commande à vis tangente avec came de réglage d'alignement, etc...

b) *Modèle à commande manuelle* (fig. 11 et 12).

Gamme totale	: 2 à 8 Mc/s
Quartz de base	: 100 kc/s
Harmoniques utilisés	: 38 à 77
Régulateur interpolateur	: 200 à 300 kc/s
Précision de la fréquence	: $\frac{F}{10^6} \pm 500$ c/s
Stabilité de la fréquence	: $\pm$ 20 cycles
Manipulation F_1	
Déviation fréquence 100 à 1 000 cycles	
Sortie 1 Watt sur 75 Ohms (9 Volts environ).	

L'appareil a été établi pour les stations fixes dans lesquelles les changements de fréquence sont peu fréquents et par suite permettent un réglage précis de cette fréquence à l'aide d'une station de contrôle :

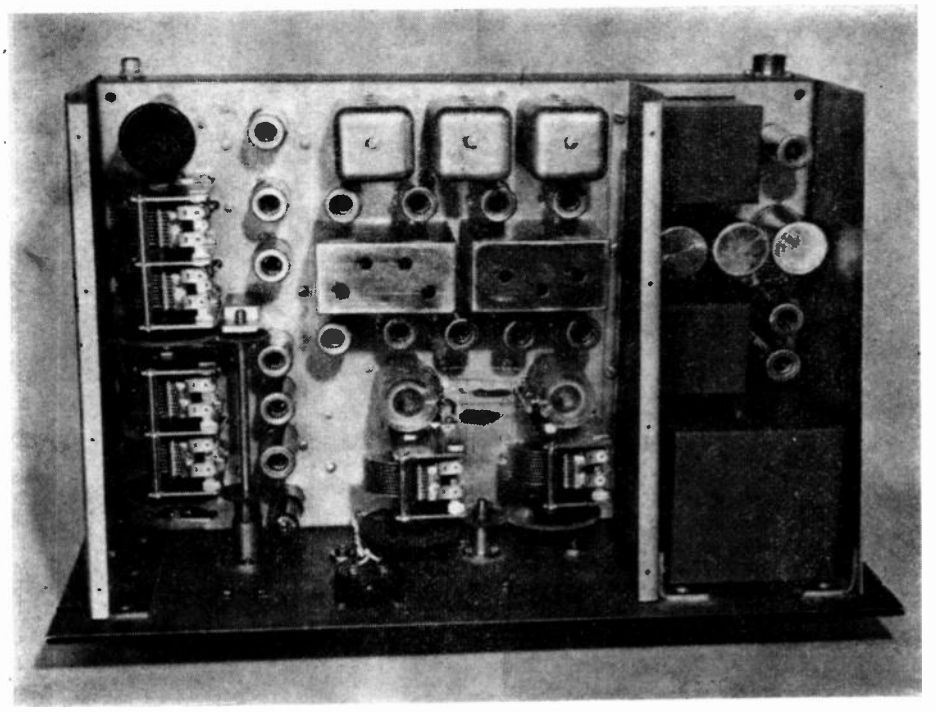


FIG. 12

la précision d'affichage a été limitée de ce fait pour permettre une réalisation simple et économique. L'appareil est présenté sous forme d'un châssis pouvant se monter dans un rack standard ; ce châssis supporte tous les éléments ainsi que l'alimentation.

Le réglage s'effectue à l'aide de deux cadrans de lecture, l'un gravé en Mc/s et dixièmes, l'autre en kilocycles ; le temps de réglage ne dépasse pas 15 secondes pour un opérateur entraîné.

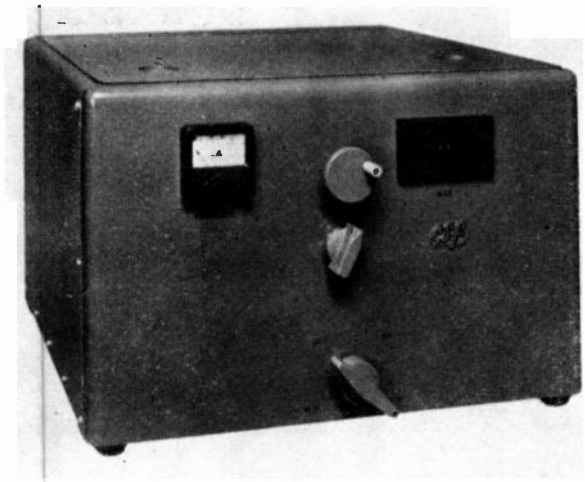


FIG. 13

c) *Fréquencemètre Stabilidyne* (fig. 13).

Le fréquencemètre permet, *à la réception*, de mesurer la fréquence de tout émetteur qu'il soit manipulé (A_1 ou F_1) ou modulé dès que la tension d'entrée atteint 1 μV. Ses caractéristiques principales sont indiquées ci-dessous :

Gamme totale	: 2 à 30 Mc/s
Quartz de base	: 100 kc/s
Harmoniques utilisés	: 18 à 297
Précision de fréquence	: $\frac{F}{10^6} \pm 5$ cycles.
Sensibilité	: 1 μV
Entrée	: 75 Ohms.

L'appareil, réalisé en trois coffrets métalliques, se compose essentiellement de :

a) Un récepteur stabilidyne couvrant toute la gamme avec une fréquence de base de 100 kc/s. La fréquence sortant du mélangeur Stabilydine couvre la gamme 200-300 kc/s et est renvoyée dans le deuxième coffret. Ce récepteur donne, par affichage direct, les mégacycles et dixièmes contenus dans la fréquence à mesurer.

b) Un récepteur Stabilidyne couvrant la gamme 200-300 kc/s avec une fréquence de base de 1 kc/s obtenue par démultiplication. La fréquence sortant du mélangeur Stabilidyne couvre la gamme 1 à 2 kc/s est renvoyée dans le 3e coffret. Ce deuxième coffret donne par affichage direct le nombre de kc/s contenus.

c) Un générateur basse fréquence de comparaison couvrant la gamme 1 à 2 kc/s. La fréquence de ce générateur est affichée directement et fournit par affichage direct les cycles-seconde. Elle est comparée à celle issue du signal transposé à l'aide d'un oscillographe cathodique par la méthode des courbes de Lissajous. L'égalité des fréquences se contate par la vision d'une ellipse brillante stable, encore nettement visible lorsque le signal est soit manipulé, soit modulé.

La réalisation mécanique est identique à celle des récepteurs Stabilidyne et comporte pratiquement les mêmes éléments. L'exploitation de l'appareil est très facile, la mesure d'une fréquence demande environ 30 secondes pour un opérateur entraîné ; la mesure est encore possible, même en cas de brouillage ou de parasites intenses. Ce matériel est particulièrement adapté pour les centres de contrôle des fréquences.

Conclusion.

Les avantages offerts par les matériels Stabilidyne en tant que précision d'établissement et stabilité de la fréquence ont été pleinement confirmés par l'exploitation. Le fait nouveau de disposer d'un réglage d'accord affiché numériquement avec précision transforme complètement la physionomie du trafic, particulièrement dans les stations mobiles travaillant sur de nombreuses fréquences. Le gain de temps dans les réglages et la certitude de leur précision permettent de supprimer tous les signaux d'approche et de limiter le télégramme à l'essentiel. Les sujétions d'approvisionnement en quartz des fréquences définies sont complètement supprimées, avantage fort important pour les réseaux étendus.

La stabilité élevée des ensembles permet l'exploitation à haut rendement des stations fixes particulièrement en manipulation de fréquence (F_1) soit en simple, soit mieux en diversity.

Notons enfin que la technique de construction assure le maintien des performances dans les conditions d'exploitation les plus dures.

ÉTUDE DES ÉTATS D'ÉQUILIBRE D'UN BASCULEUR BISTABLE EN VUE D'UN FONCTIONNEMENT SUR ET DURABLE

PAR

M. BATAILLE

Chef de Groupe de Recherches à l'O.N.E.R.A.

1° Introduction.

On sait le rôle essentiel des basculeurs bistables dans les circuits de commutation électronique et notamment dans les calculateurs. Les calculateurs du type parallèle sont en général constitués de nombreuses centaines de ces éléments. Qu'il s'agisse d'un grand nombre d'appareils contenant une quantité moyenne de basculeurs, ou au contraire d'un seul ensemble, on ne pourra obtenir un fonctionnement sûr et durable que si les basculeurs sont interchangeables sans aucun réglage malgré l'effet d'un vieillissement.

Le fonctionnement d'un basculeur bistable a deux aspects : statique et dynamique pourrait-on dire. Il s'agit d'abord d'avoir deux états d'équilibre distincts et tels que le signal indiquant au reste des circuits l'état du basculeur reste dans un intervalle donné. L'autre problème est celui de la commande du changement d'état, commande faite par l'application d'une impulsion en un certain point du montage. On ne traite pas ici du changement d'état, on étudie seulement le problème des états d'équilibre. Ces états sont ceux d'un réseau composé de résistances linéaires, de résistances non linéaires, de tubes à vide et soumis à des tensions continues. Un tel réseau peut être étudié par le calcul ; de cette manière on pourra connaître avec précision l'effet de chaque élément. Si les valeurs nominales, les tolérances et les variations des éléments sont connues, on en prévoiera l'influence sur les états du basculeur ou encore, on fixera les tolérances sur certains autres paramètres, les tensions d'alimentation par exemple. Il devient également possible de calculer les valeurs à donner aux résistances linéaires, tous les autres éléments étant fixés. Précisons encore que le montage dont il est question n'est pas le plus général : il ne comprend aucune résistance en commun dans les deux ponts (ni du côté anode, ni du côté grille, ni dans le circuit de cathode).

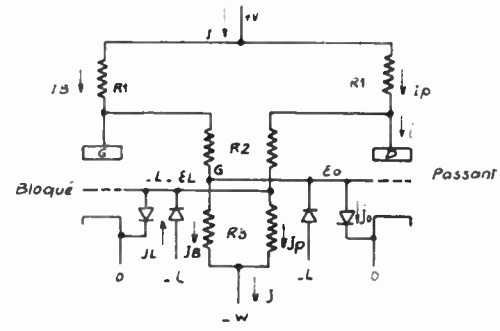


FIG. 1 — Direct : r
Inverse : R

2° Le montage.

2.1. CONSTITUTION.

La figure 1 rappelle le schéma classique du montage Eccles-Jordan et précise les notations qui seront utilisées pour les éléments.

Si le montage est en équilibre l'un des tubes (côté droit, par exemple), débite et met la grille de l'autre tube (côté gauche) à un potentiel tel que cet autre tube soit bloqué. De ce fait la grille du premier tube (côté droit) est portée à potentiel voisin de celui de sa cathode, ce qui le fait débiter. Pour qu'une moitié de basculeur comprenant 3 résistances et un tube puisse assurer un fonctionnement correct il faut obtenir :

1° le tube étant bloqué (plus ou moins parfaitement) ;

le potentiel en G est supérieur à O ;

2° le tube étant passant (grille au potentiel cathode) ;

le potentiel en G est au-dessous d'une tension suffisante pour bloquer un tube.

Le schéma de la figure 2 comporte des diodes ; elles ne sont pas indispensables mais on trouve des avantages à les ajouter (1). Les limiteurs fournis par

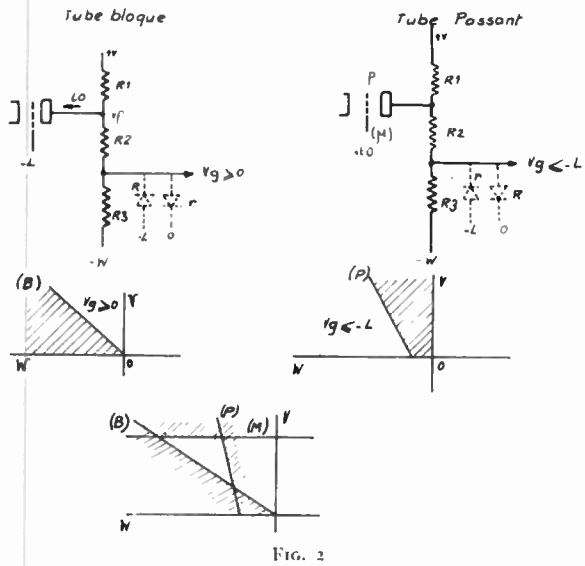


FIG. 2

ces diodes fixent à O^V et $-L$ les potentiels d'équilibre quels que soient les états des éléments tant que ceux-ci restent dans certaines tolérances. De ce fait on rend indépendante des variations des éléments la sensibilité de la commande du basculement par les grilles, les écarts des débits sont également réduits ce qui est favorable à la stabilité des tensions d'alimentation ; d'autre part, le temps du basculement est réduit.

2.2. — Éléments constituants.

Le circuit à étudier est un réseau de trois résistances, deux diodes et un tube . alimenté par trois tensions. Les paramètres à considérer pour l'étude de ce réseau sont, les uns propres à chaque exemplaire (tube, résistances, diodes), les autres extérieurs et communs à tous les exemplaires (tensions, température ambiante).

1° Les tubes interviennent comme passant, la grille étant au potentiel de cathode ou comme bloqué par une tension inférieure à $-L$. Les grandeurs à connaître sont, d'une part, la caractéristique $i_p - V_p$ pour $V_g = 0$ ou encore la résistance interne ρ, d'autre part le courant résiduel d'anode i_0 maximum pour une tension $-L$ de blocage. La résistance interne, autrement dit le débit pour une certaine tension d'anode n'a pas la même valeur pour chaque exemplaire de tube même à l'état neuf ; de plus le débit diminue avec l'âge par usure de la cathode ou par effet d'une impédance parasite de cathode. Pour un tube ordinaire, la dispersion des valeurs est de l'ordre de $\pm$ 30 % et en vue du vieillissement il est bon de prévoir − 50 % ; avec des tubes de qualité on peut obtenir mieux que $\pm$ 20 % à l'état neuf.

2° *Résistances.*

Une faible dispersion des valeurs des résistances apparaîtra indispensable pour obtenir la qualité de fonctionnement désiré ; il est souvent impossible de l'obtenir avec des écarts de 5 %.

3° *Diodes.* — Si on utilise en limiteurs des diodes au germanium il faudra tenir compte de leur résistance inverse à la température maximum prévue.

4° Pour les *tensions* il faut remarquer qu'elles peuvent varier de deux façons : soit indépendamment. sous l'effet de la résistance interne notamment, soit simultanément et proportionnellement par suite d'une variation du secteur.

Les effets sont différents et moins défavorables dans le second cas.

3° Zone de fonctionnement pour les tensions d'alimentation.

On suppose la tension de chauffage constante ; l'effet de ses variations modifie essentiellement le débit et cet effet est supposé inclus dans les tolérances sur le tube.

Voyons comment les écarts des deux tensions V et W agissent sur les états d'équilibre.

3-1. — Tube bloqué.

Le pont de résistances R_1, R_2, R_3, fournit une tension $V_a \geqslant O$ à la grille de l'autre tube (voir fig. 2).

Si V devient trop petite ou W trop grande cette tension V_a peut devenir négative. Si l'une des tensions V ou W est fixée, il existe une valeur limite de l'autre pour laquelle $V_a = O$. On peut représenter dans un plan de coordonnées V et W la courbe limite (B) au-dessus de laquelle $V_a \geqslant O$

3-2. — Tube passant.

Le pont doit fournir $V_a \leqslant -L$ à l'autre tube. Il faut que V ne soit pas trop élevé ni W trop faible, On peut définir une courte limite (P) au dessous de laquelle la condition $V_a \leqslant -L$ est satisfaite.

3-3. — Zone de fonctionnement.

Les deux courbes (B) et (P) limitent une zone de fonctionnement normal. Cette zone est en pratique fermée par une troisième courbe (M) qui tient compte des limites d'emploi des tubes : courant, tension et dissipation maximum. Une zone de fonctionnement telle que celle de la figure 2, correspond à un exemplaire de basculeur dont les éléments sont dans un certain état ; selon l'exemplaire considéré la zone sera différente.

(1) Même sans diode l'espace grille-cathode des triodes aura un effet de limitation bien moindre cependant qu'une diode.

Si l'on veut pouvoir utiliser n'importe quel exemplaire, avec des tensions communes d'alimentation, les valeurs de ces tensions devront toujours être telles qu'elles correspondent à un point situé dans une zone valable pour tous les cas possibles. Cette zone utilisable — que l'on peut appeler « zone de fonctionnement absolu » — est limitée par les courbes (*B*), (*P*) et (*M*) correspondant aux circonstances où leurs positions sont les plus défavorables.

Il est facile de fixer par le raisonnement les cas à considérer ; le tableau ci-dessous les résume (*M*) étant supposée fixée par le débit maximum du tube.

	R_1	R_2	R_3	Tube	Diode
(*B*)	max.	max.	min.	i_0 max.	*R* min.
(*P*)	min.	min.	max.	ρ max.	*R* min.
(M_1)	min.	max.	max.	ρ min.	—

3-1. — Détermination par le calcul.

Il est facile de calculer les courbes limites. Nous donnons les résultats compte tenu de l'effet éventuel de la résistance inverse *R* d'une diode.

1° *Limite (B) côté bloqué.*

$$\text{Droite } (B) \qquad V = \frac{R_1 + R_2}{R_3} W + \frac{R_1 + R_2}{R} L$$

Si le tube bloqué conduit un courant résiduel *io*, la droite (*B*) est à rehausser de $+ R_1 i_0$; cette correction ne peut être pratiquement faite qu'en se référant au réseau des caractéristiques réelles du tube, comme il sera fait plus loin.

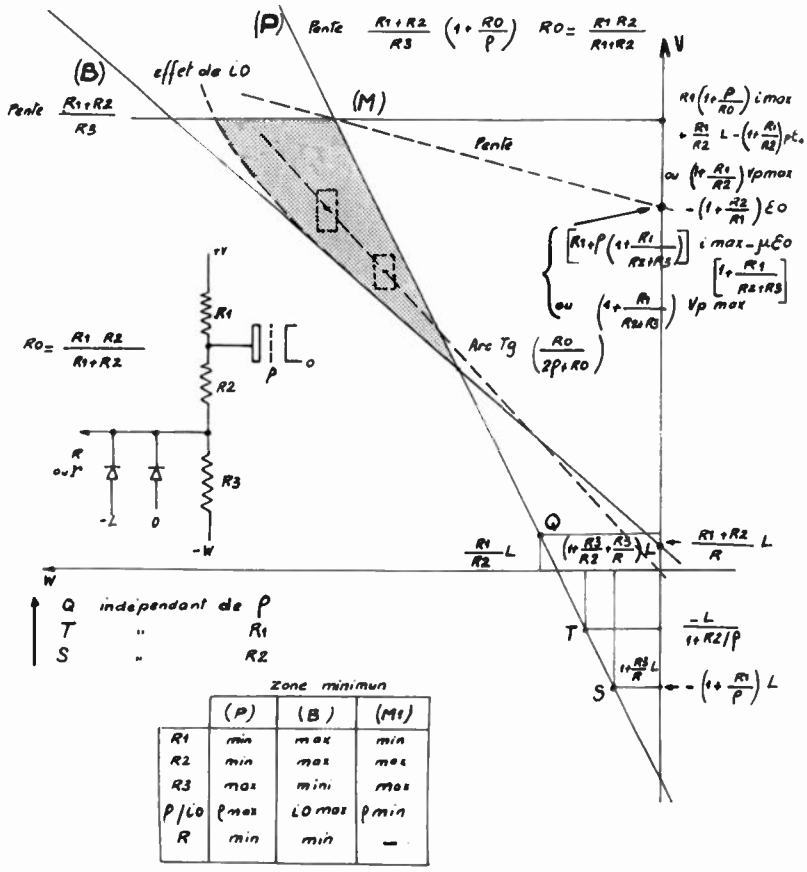


Fig. 3. — Zone de fonctionnement

La figure 3 donne les paramètres remarquables de la droite (*B*).

2° *Limite (P) - côté passant.*

Droite (*P*)

$$R_3 V - \left(R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2}{\rho}\right) W + L\left[\left(1 + \frac{R_3}{R}\right) \ldots\ldots \left(R_1 + R_2\right) + R_3 + \frac{R_1}{\rho}\left(R_3 + R_2\left(1 + \frac{R_3}{R}\right)\right)\right] = 0$$

On peut définir certains points particuliers de cette droite (*P*). Un premier point intéressant est un point *Q* qui ne dépend pas de la résistance ρ du tube ; quel que soit le tube (*P*) passe en ce point ; lorsqu'un

tube vieillit (P) tourne autour de Q. Si on néglige l'effet d'une diode R, il existe un point S indépendant de R_2 et R_3 et un point T indépendant de R_1.

Q $V = R_1/R_2\, L$ $W = (1 + R_3/R_2 + R_3/R)\, L$
indépendant de ρ

S $V = (1 + R_1/\rho)\, L$ $W = (1 + R_3/R)\, L$
indépendant de R_2 et R_3

T $V = \dfrac{L}{1 - R_2/\rho}\, W - (1 - R_3/R_2 - \rho - R_3/R)\, L$ si $\dfrac{R_3}{R} \ll 1$
indépendant de R_1

3º *Limites* (M_1) *pour le débit du tube ou la tension d'anode.*

Le débit maximum acceptable pour la cathode ou la dissipation maximum d'anode fixe une valeur maximum i max. à ne pas dépasser dans le tube. Le calcul est différent selon qu'il y a ou non un limiteur, limiteur qui fixera à ($-L$) le potentiel du point G. On peut par ailleurs tenir compte du fait que la grille du tube peut, malgré l'effet de limitation de la grille ou d'une diode, n'être pas à 0^V mais à $+ \varepsilon_0$. On trouve facilement la limite (M_1) à ne pas dépasser.

[M_1] Sans limiteur (ou dans la zone où le limiteur n'agit pas)

Droite de pente $\dfrac{R_1}{R_2 + R_3}$ coupant axe pour

$$V = \left[R_1 + \rho\left(1 + \frac{R_1}{R_2 + R_3}\right)\right] i_{max} - \mu\varepsilon_0\left[1 + \frac{R_1}{R_2 + R_3}\right]$$

(M_1) avec limiteur (actif)

Droite horizontale $V_{max} = R_1(1 + \rho/R_0)\, i_{max} + \dfrac{R_1}{R_2} L - \left(1 + \dfrac{R_1}{R_2}\right)\mu\varepsilon_0$

Lorsque le tube est bloqué, on peut craindre si V est grande d'amener l'anode à un potentiel trop élevé. Cette limitation fixe une courbe (M_2) à ne pas dépasser.

(M_2) sans limiteur

Pente $\dfrac{R_1}{R_2 + R_3}$ coupe axe V pour $V = \left(1 + \dfrac{R_1}{R_2 + R_3}\right) Vp_{max}$

(M_2) avec limiteur $V_{max} = \left(1 + \dfrac{R_1}{R_2}\right) Vp_{max} - \left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right)\varepsilon_0$

En général (M_2) est au-dessus de (M_1) et c'est le débit ou la dissipation maximum du tube qui est en cause.

1º *Détermination pratique.*

La figure 3 résume les expressions algébriques qui permettent de calculer les paramètres fixant les trois droites (B) (P) et (M).

Pour trouver la « zone de fonctionnement absolu » définie au paragraphe 3-3, il faudra calculer chacune des limites avec les valeurs extrêmes des éléments, valeurs qui donneront la limite dans le cas le plus défavorable (voir tableau du § 3-3).

Il peut être utile de souligner que pour (P) la résistance ρ est à considérer pour un tube usé ; on se fixera par exemple que le montage doit fonctionner avec un tube usé à 50 % et que la valeur de ρ utilisée pour le calcul sera double de la valeur nominale.

5º *Effet des éléments et des tensions.*

Les expressions données sur la figure 3 permettent de voir les effets de chaque élément. Le point (Q) en particulier ne dépend pas de la résistance ρ du tube. On remarquera que si la température provoquait la même dérive relative des résistances R_1, R_2, R_3, certaines valeurs ne changeraient pas (par exemple la pente de (B), mais du fait que les dérives ne sont pas identiques et que les résistances ρ et R sont affectées de manière très différente, il sera à prévoir dans les tolérances un certain écart dû à l'échauffement.

La zone de fonctionnement étant déterminée il faut s'arranger pour que les tensions V et W correspondent toujours à un point de cette zone. On a déjà fait remarquer que ces tensions peuvent varier indépendamment ou non ; ces deux cas donnent lieu à des formes de déplacement différentes : si les tensions varient proportionnellement le point se déplace sur une droite passant par l'origine ce qui est favorable au maintien dans la zone de fonctionnement (voir figure 3) ; si les tensions varient séparément le point se trouvera dans un rectangle, ce qui est moins favorable.

3-5. — Détermination par le réseau de caractéristiques du tube.

Au lieu de définir le tube par sa résistance on peut utiliser les courbes du réseau $i_p - V_p$ du tube. En pratique cette méthode est le plus souvent superflue pour le tube passant et on peut se contenter de remplacer la caractéristique o^V grille par une droite, d'autant que l'on utilise pour ρ une valeur plus élevée que la valeur nominale, valeur qui n'est pas définie avec précision. Pour tenir compte du courant résiduel io du tube bloqué, il est par contre indispensable d'utiliser le réseau réel.

Donnons rapidement la « recette » qui permet de calculer point par point les limites (B), (P) et (M). Les limites (B) et (P), rappelons-le, correspondent à $V_G = o$ et $V_G = -L$.

On se donne une valeur de W ; compte tenu de la valeur de V_G il est facile de calculer la valeur nécessaire pour

$$(B) \qquad V_p = \frac{R_2}{R_3} W$$

$$(P) \qquad V_p = \frac{R_2}{R_3} W - \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) L$$

On connaît alors le point P sur la courbe

$$Vg = o \text{ ou } Vg = -L$$

Comme la pente de la droite de charge est connue, fixée par

$$\frac{R_1 (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3} = R'_1$$

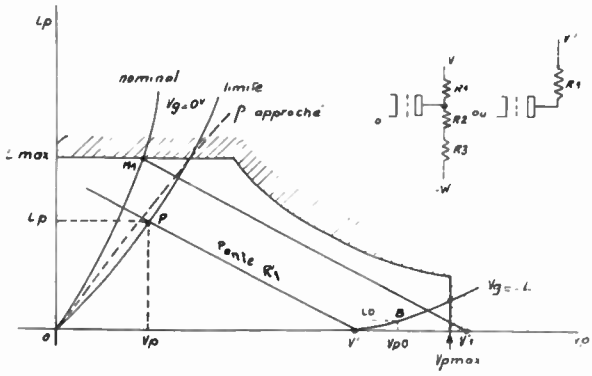


FIG. 4. — Zone de fonctionnement d'après le réseau $i_p\ V_p$

$$V' = \frac{(R_2 + R_3) V - R_1 W}{R_1 + R_2 + R_3} \qquad R'_1 = \frac{R_1 (R_2 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_3}$$

Utilisation : pour une valeur donnée de W

Pour (P) : $V_p = \frac{R_2}{R_3} W - \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) L$ telle que $V_g = -L$

Pour (B) : $V_{po} = \frac{R_2}{R_3} W$ $V_g = 0$

On trouve le point P ou B puis V' par droite de pente R'_1

$$V = \left(1 + \frac{R_1}{R_2 + R_3}\right) V' + \left(1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1}\right) W$$

on peut tracer cette droite et trouver un point V' sur l'axe V_p. Rappelons que pour (P) la courbe $Vg = o$ doit être prise pour le tube usé et pour (B) on cherche au contraire le cas où $i\ o$ est maximum. De V' et W on déduit la valeur V correspondant à celle W choisie au départ.

La figure 4 résume ce mode de détermination des limites (B) et (P).

Pour les limites (M_1) et (M_2) les deux points M_1 et M_2 du réseau sont à utiliser ; pour M_1 on a supposé que le courant i_{max} est donné pour le tube nominal (systèmes de « valeurs à ne pas dépasser » à limites moyennes).

3-6 — Application a un montage.

1° La zone de fonctionnement absolu de la figure 5 a été calculée pour un *montage dit BA* et défini par les valeurs indiquées sur cette figure. Il n'a pas été tenu compte de l'effet de la température. La tension de blocage considérée est de 10 volts. La limite (M) est fixée par le débit maximum (6 mA) du tube à $V_{max} = 211$ volts.

(B) a été corrigé pour le courant résiduel $i\ o$.

Les 2 courbes indiquées « nominale » c'est-à-dire pour des éléments ayant tous la valeur nominale, délimitent une zone de tensions assez vastes ; on pourrait par exemple y prévoir un point moyen de fonctionnement autour de $V = 100$ et $W = 110$ volts.

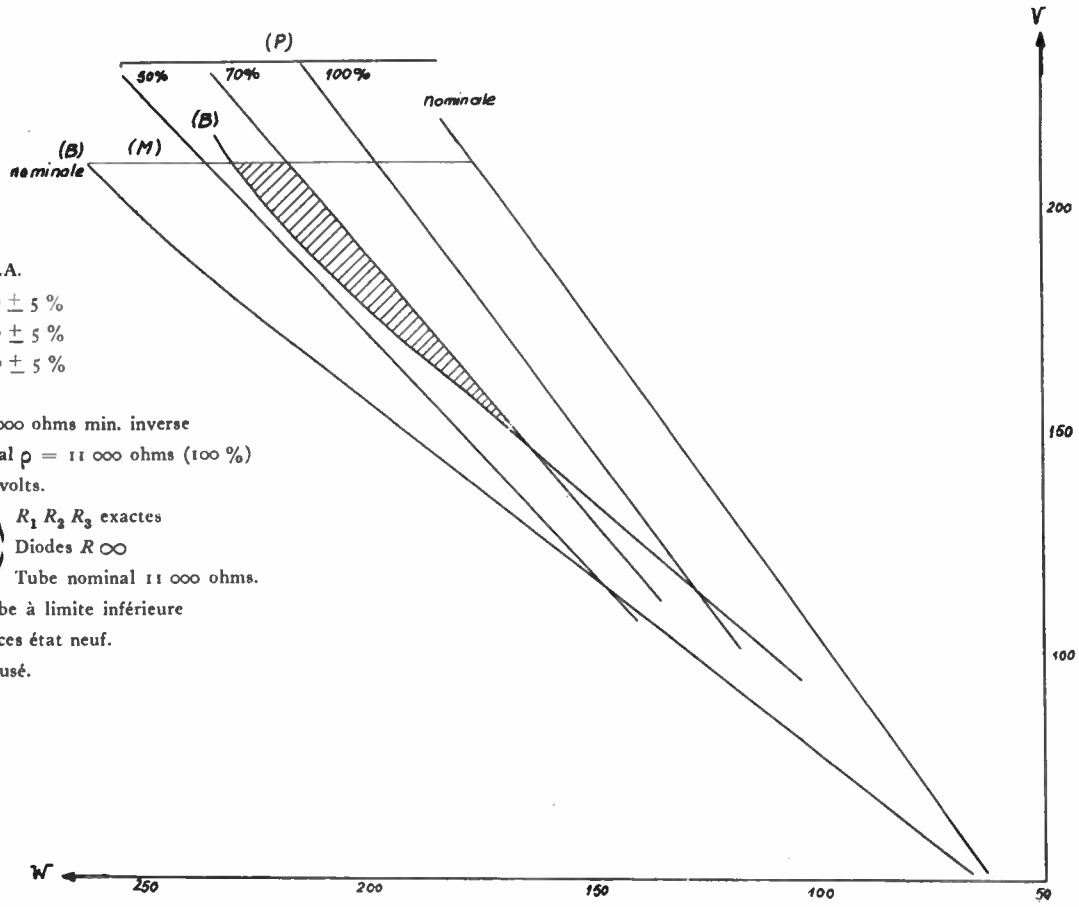


FIG. 5. — B.A.
$R_1 = 15\,000 \pm 5\ \%$
$R_2 = 22\,000 \pm 5\ \%$
$R_3 = 47\,000 \pm 5\ \%$
20 °C
Diodes 200 000 ohms min. inverse
Tube nominal $\rho = 11\,000$ ohms (100 %)
$-L = -10$ volts.

nominal = $R_1\ R_2\ R_3$ exactes, Diodes $R\ \infty$, Tube nominal 11 000 ohms.

70 % = Tube à limite inférieure
Tolérances état neuf.

50 % Tube usé.

Si l'on tient compte de la dispersion des résistances et des diodes, la zone se restreint notablement, les limites étant maintenant la courbe (*B*) et la droite (*P*) repérée 100 % (c'est-à-dire tube nominal) ; on voit déjà que le point moyen indiqué plus haut ne convient plus à tous les exemplaires que l'on peut rencontrer. En pratique, même à l'état neuf on peut rencontrer des tubes ne débitant que 70 % du courant nominal ; la zone de fonctionnement absolu avec un tube neuf toléré à ± 30 % est alors la partie hachurée du graphique. Si le tube s'use et atteint 50 % de la valeur nominale il n'y a plus de zone absolue. Un tel montage ne pourrait pas être utilisé pour un grand ensemble tel qu'une machine à calculer.

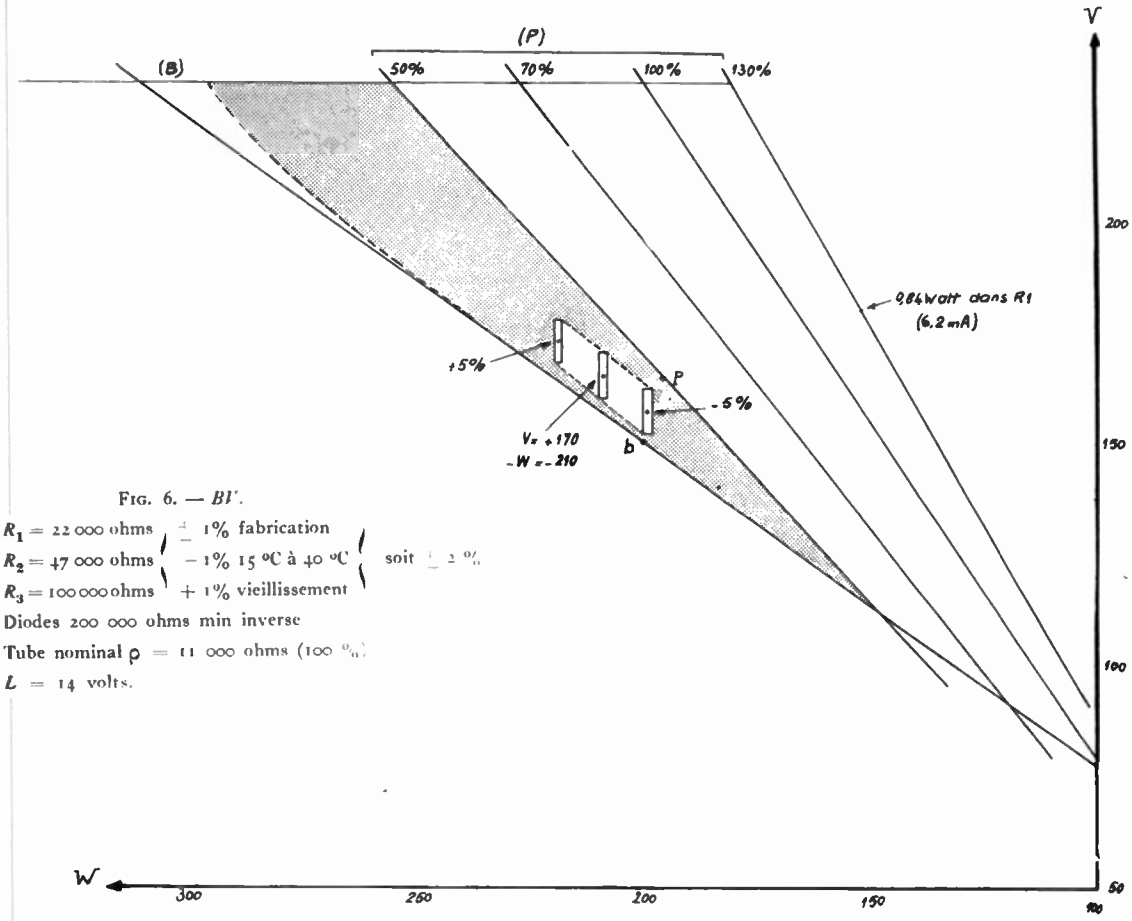


FIG. 6. — *BV*.

R_1 = 22 000 ohms ± 1% fabrication
R_2 = 47 000 ohms − 1% 15 °C à 40 °C soit ± 2 %
R_3 = 100 000 ohms + 1% vieillissement
Diodes 200 000 ohms min inverse
Tube nominal ρ = 11 000 ohms (100 %)
L = 14 volts.

2º La figure 6 donne au contraire les courbes correspondant à un *montage BV* calculé d'après la méthode qui va être indiquée plus loin. On a obtenu une zone de fonctionnement absolu suffisante pour autoriser des écarts de tension qui permettent une facile réalisation des sources de tension. On remarquera que ce résultat n'a pu être obtenu qu'en augmentant quelque peu les valeurs des résistances et en réduisant fortement les tolérances ; d'autre part, les tensions d'alimentation sont assez élevées. On a inclus dans les tolérances un effet de la température et un certain vieillissement des résistances.

A l'intérieur de la zone de fonctionnement on a indiqué le point moyen choisi et les limites de variations des tensions d'alimentation dans l'hypothèse d'une régulation secteur ± 3 %, d'une ondulation proportionnelle et semblable sur *V* et *W* de ± 2% et de redresseurs de tension dont la résistance interne a été fixée pour que les écarts provoqués ne dépassent les rectangles tracés sur le graphique, soit ± 5 V sur *V* et ± 1 V sur *W*. L'inégalité de ces écarts est choisie pour tenir compte de la différence d'importance des variations de consommation sur les sources *V* et *W*.

Pour préciser l'ordre de grandeur de l'effet des écarts de valeurs des éléments sur les potentiels des grilles, signalons que pour le montage *BV* en l'absence de limiteurs ce potentiel peut atteindre + 20 volts et − 17 volts. En cas de commande du basculement par la grille on voit que dans certains cas il faudrait 17 + 11 = 33 volts positifs avant d'agir.

4º Détermination des résistances pour des performances données.

L'objet de ce paragraphe est de donner une « recette » permettant de calculer les valeurs à donner aux trois résistances R_1, R_2, R_3. On choisit d'abord un tube et on se fixe la zone de variations des tensions *V* et *W* fournies au montage ; d'autre part, on se fixe également les tolérances sur les résistances.

4-1. — Choix du tube.

Sauf pour des basculeurs particulièrement rapides on utilise des triodes que l'on peut classer en deux catégories :

1° Pente moyenne type $\rho = 10\,000$ ohms $S = 3$ mA/V

12 *AU7*, *6J6* ou spéciales *RCA* 5963, 5964 Philips *E* 92 *CC*

2° Pente élevée type $\rho = 5\,000$ ohms $S = 8$ mA/V

12 *AT7* ou spéciales *RCA* 6211, 5965 Philips *E* 90 *CC*

ces dernières sont indispensables dans les montages très rapides où il faut de faibles impédances et une forte pente.

Selon la qualité du tube choisi on connaîtra (normes constructeur, Jan etc.) ou on se fixera les tolérances à l'état neuf et la limite à prendre pour tolérer un certain vieillissement. Le tube est alors supposé connu par la caractéristique $i_p - V_p$ pour $Vg = 0$ dans le cas du tube le plus faible à accepter ; d'autre part, on connaît la tension $-L$ à fournir pour obtenir un blocage suffisant du tube (0,2 mA par exemple) et il est utile d'avoir la caractéristique du débit sous polarisation $-L$ (pour le tube le plus défavorable).

Sur le graphique (figure 7) sont portées également les trois limites d'emploi : débit, dissipation, tension V_p.

4-2. — Résistances et diodes.

Les valeurs nominales des résistances sont à calculer, mais on se fixe au départ les écarts relatifs possibles sachant que des tolérances larges conduisent pour une zone de tensions donnée à des valeurs élevées donc peu favorables à la vitesse du basculement ; trop larges les tolérances ne permettront même pas de résoudre le problème et en général il faut se placer au-dessous de $\pm$ 5 %. On est amené le plus souvent à prévoir des résistances à couche avec des tolérances de fabrication de l'ordre $\pm$ 1 % et des marges de l'ordre de 1 % pour un échauffement de 25° C. (15° à 40° C) et d'au moins 1 % pour le vieillissement (celui-ci dépend de la fraction réellement dissipée de la puissance nominale et un coefficient de sécurité de 2 est un minimum).

Si on utilise des diodes au germanium il faut se fixer la valeur minimum admise pour la résistance inverse ; celle-ci diminue rapidement à chaud et il est normal de compter une diminution à 1/3 en passant de 20° C à 40° C (1). On ne peut actuellement prévoir mieux que 200 000 ohms à 40° C sous 15 volts inverses. Pour des circuits lents on peut utiliser des diodes au sélénium miniatures dont les résistances inverses sont plus élevées.

4-3. — Tensions.

La zone des tensions utilisées est choisie en tenant compte d'abord qu'il faut se trouver sous les limites (M_1) et (M_2). Quand le tube est bloqué la tension d'anode est de l'ordre de 60 à 80 % de la tension V ; il faut donc choisir V assez petite pour ne pas dépasser la tension maximum d'anode

$$\text{Ex. : } V_{p\,max} = 150^{v} \quad V < 250^{v}$$

L'autre limitation (M_1) correspond au débit du tube ; la limite (M_1) est fixée approximativement par $R_1\, i_{max}\,(1 + \rho/R_0)$; R_1 sera déterminée par le calcul mais son ordre de grandeur est celui de ρ_{max} et R_0 est plus petit que R_1. On peut alors se faire une idée de la limite (M_1) ;

exemple :

$\rho_{max} = 22\,000$ ohms $\quad i_{max} = 6$ mA $\quad \rho\ i_{max} = 132^{v}$

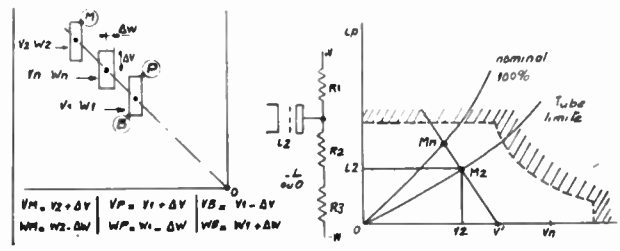


Fig. 7. — Détermination des éléments.

Tolérances résistances $\pm a$

Diodes inverses R $\qquad \varepsilon_B = \dfrac{R_1 + R_2}{R} L + R_1\, i_0$

Polarisation blocage $-L$ $\qquad \varepsilon_P = \dfrac{R_1}{R} L$

$$V_O = \left(\frac{1-a}{1+a}\right)^2 \frac{(V_B - \varepsilon_B)(V_P - L - \varepsilon_P)}{V_B}$$

$$R_1 = \frac{V_P + L - V_O}{(1-a)\, i_2}$$

$$R_2 = \frac{R_1}{\dfrac{V_O}{V_2 + L} - 1}$$

$$R_3 = \frac{R_1}{\dfrac{V_2 + L}{V_O} - \dfrac{(1+a)}{(1-a)} \dfrac{WB}{V_B - \varepsilon_B}}$$

ou $\quad R_3 = R_1 \dfrac{1-a}{1+a} \dfrac{W_P - L - \varepsilon_P}{V_O - (V_2 + L)}$

(M_1) de l'ordre de 260^{v}.

De toutes manières il est utile de prendre une marge de sécurité. Pratiquement les valeurs de V se situent :

vers 150^{v} avec des tubes à pente moyenne

et 100^{v} avec des tubes à pente élevée

Dans certains cas où l'on désire une vaste zone de fonctionnement on peut être amené à prévoir une tension plus élevée.

Pour W il y a intérêt à prendre la valeur la plus grande car R_3 sera d'autant plus grande et R_2 plus

(1) D'après mesures faites sur diodes de plusieurs constructeurs.

petite ; on pourra effectuer plusieurs calculs avec plusieurs valeurs de W.

La tension L sera fixée de manière à ce que le courant résiduel soit faible (quelques dixièmes de mA).

Les *tolérances* sur les tensions dépendent du type de sources de tension : l'intérêt de faibles tolérances est de permettre de plus faibles valeurs de résistances, ce qui est recherché pour les montages rapides. Dans un tel cas on peut donc être conduit à réguler les tensions par exemple à $\pm$ 1 %. Dès qu'un appareil contient un nombre important de basculeurs cela devient inacceptable ; une solution consiste à réguler le secteur et redresser avec un montage à faible résistance interne. Il est facile d'obtenir compte tenu des variations de tension, charge, fréquence et facteur de puissance, une régulation secteur de $\pm$ 3 % ; en tolérant une ondulation résiduelle de l'ordre de 2 % avec des cellules au sélénium, on peut obtenir des variations de $\pm$ 3 % dans l'intervalle utile du débit — ce point sera précisé au chapitre suivant. D'après les indications qui viennent d'être données on se fixe donc les points indiqués sur le graphique V–W de la figure 7, ΔV et ΔW étant les écarts absolus indépendants. Pour la source L il y a intérêt, en général à prévoir une régulation ou en tous cas de faibles variations.

4-4. — Calcul des résistances.

Il n'est pas utile de justifier en détail ici l'établissement des relations utilisées pour le calcul. Elles s'établissent très simplement en écrivant qu'au point point B (graphique V–W de figure 7) le potentiel $V_G \geqslant 0$ et au point P $V_G \leqslant -L$. Le calcul est fait en première approximation en ne faisant intervenir les diodes et le courant résiduel au blocage que par une évaluation a priori des effets correctifs qui seraient deux termes :

$$\varepsilon_B = \frac{R_1 + R_2}{R} L + R_1 io$$

$$\varepsilon_P = \frac{R_3}{R} L$$

En se fixant que les diodes auront une résistance inverse au moins égale à 2 R_3 les termes en L sont de l'ordre de $L/2$.

Avant le calcul proprement dit on choisit approximativement le point de fonctionnement M_2 du tube limite ; (graphique $i_p - V_p$ de la figure 7) : si on désire avoir les résistances les plus faibles on cherchera à placer M le plus haut possible ; si on prévoit une faible consommation (courant i_2 faible) il faut s'attendre à des résistances assez fortes. Dans tous les cas le point M_2 sera tel que le point M_n correspond à un tube nominal reste dans les limites d'emploi ; sa position sera évaluée en plaçant approximativement V' de l'ordre de 0,6 à 0,8 V_n. D'autre part il n'y a de solution que si $V_2 + L$ est inférieur à une valeur V_0 dont la valeur est donnée en figure 7. Si $V_2 + L$ est très près de cette limite, les résistances seront d'autant plus importantes, ce qui n'est pas recommandable pour des montages rapides ; les relations $\frac{R_2}{R_1}$ et $\frac{R_3}{R_1}$ données figure 7 montrent dans quelle mesure la valeur V_2 intervient sur ces rapports. La figure 7 contient les relations fixant les 3 résistances ; en général on arrondit à une valeur standard. Il y a lieu ensuite de vérifier pour le tube nominal que M_n est acceptable en plaçant la droite de charge dans le cas le plus défavorable (point M du graphique V–W) ; cette droite est fixée par la tension V' et la résistance apparente R'_1 qui valent

Sans limiteurs

$$V' = \frac{(1+a)(R_2+R_3)\,V_M - (1-a)\,R_1 W_M}{(1+a)(R_2+R_3) + (1-a)\,R_1}$$

$$R'_1 = \frac{(1-a^2)\,R_1 (R_2+R_3)}{(1+a)(R_2+R_3) + (1-a)\,R_1}$$

Avec limiteurs Passant pour limite i_{max}

$$V' = \frac{(1+a)\,R_2 V_M - (1-a)\,R_1 I_2}{(1+a)\,R_2 + (1-a)\,R_1}$$

$$R'_1 = \frac{(1+a)\,R_2 (1-a)\,R_1}{(1+a)\,R_2 + (1-a)\,R_1}$$

Bloqué pour limite Vp_{max}

$$V' = \frac{(1+a)\,R_2 V_M}{(1+a)\,R_2 + (1-a)\,R_1}$$

S'il y a lieu on peut examiner la validité des estimations de ε_B et ε_P, au besoin recommencer le calcul. La puissance maximum dissipée dans les résistances sera calculée plus loin. Le montage étant alors déterminé on peut tracer la zone de fonctionnement absolu (selon paragraphe 3).

Exemple de calcul :

Tube : 6 J 6 ou R C A 5964, 6211, 5965 ou Philips E9 2 CC
ρ nominale 6 600, limite 10 000 ohms (65 % nominal)
i_{max} = 15 mA Vp_{max} = 200 V chauffage $\pm$ 5 %
blocage $-L = -5$ volts

Tensions : $Vn = 150$ V $Wn = 200$ V
Variations $\pm$ 5 % et $\pm$ 5 V ; $V_1 = 142{,}5$ V et $W_1 = 190$ V
$Vp = 147{,}5$ $Vb = 137{,}5$ $Vm = 162{,}5$
$Wp = 185$ $Wb = 195$ $Wm = 205$

Résistances $\pm$ 1 % $\pm$ 1 % : $a = 0{,}02$; $\varepsilon_B = \varepsilon_P = 2$ V

On trouve $v_0 = 114$ volts

On choisit $v_2 = 90$ V $i_2 = 9$ mA

d'où $R_1 = 4{,}3$ KΩ $R_2 = 21{,}5$ KΩ $R_3 = 38{,}7$ KΩ

on prendra | 4,7 KΩ | 22 KΩ | 39 KΩ |

La droite pour le tube nominal est fixée par $V' = 129$ V $R'_1 = 3{,}8$ KΩ (avec limiteurs) et le courant ne dépasse pas 12,4 mA.

5º Consommations de courant.

5-1. — Calcul des courants.

En vue d'évaluer avec précision les performances à prévoir pour les sources de tension, il faut avoir le moyen de calculer les courants consommés et dans

quelles limites ceux-ci varient selon l'exemplaire, son état d'équilibre ou son vieillissement. Les notations des courants sont indiquées sur la figure 1, dans l'hypothèse où le côté droit est passant. Les relations donnant les valeurs des courants, sont groupées ci-dessous :

Consommations *avec* limiteurs		on néglige
$i_0 = \frac{V}{R_1+R_2} - \frac{W}{R_3}$		$r << R_1 \ldots$
$i_1 = \frac{W-L-2\mu\varepsilon_0}{R_3} - \frac{V+(1+R_1/\rho)L-(R_1/\rho)\mu\varepsilon_0}{R_1+\left(1+\frac{R_1}{\rho}\right)R_2}$		
$I_B = \frac{V+R_2 i_0}{R_1+R_2}$	$\mathcal{J}_B = \frac{W}{R_3}$	$\varepsilon_0 << V$ et W
$I_P = \frac{V}{R_1+\frac{\rho R_2}{\rho+R_2}} + \frac{L}{R_2+R_1\left(1+\frac{R_2}{\rho}\right)} + \frac{\mu\varepsilon_0}{\rho+R_1(1+\rho/R_2)}$		$\varepsilon_1 << L$
$\mathcal{J}_P = \frac{W-L}{R_3}$		
$i_\rho = \frac{V}{R_1+\rho\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)} - \frac{L}{R_2+\rho\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)} + \frac{\mu\varepsilon_0}{\rho+\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}}$		
Consommations sans limiteurs		
$I_B = \frac{V+W+(R_2+R_3)i_0}{R_1+R_2+R_3}$	$\mathcal{J}_B = \frac{V+W-R_1 i_0}{R_1+R_2+R_3}$	si $i_0 = 0$ $I_B = \mathcal{J}_B$
$I_P = \frac{V\left(1+\frac{R_2+R_3}{\rho}\right)+W+\mu\varepsilon_0\frac{R_2+R_3}{\rho}}{R_1+R_2+R_3+\frac{R_1(R_2+R_3)}{\rho}}$		
$\mathcal{J}_P = \frac{V+W(1+R_1/\rho)-\mu\varepsilon_0\frac{R_1}{\rho}}{R_1+R_2+R_3+\frac{R_1(R_2+R_3)}{\rho}}$		
$i_\rho = \frac{V-\frac{R_1}{R_2+R_3}W}{R_1+\left(1+\frac{R_1}{R_2+R_3}\right)\rho}$		

$I = (I_B)_G + (I_P)_D$ ou $(I_P)_G + (I_B)_D$

D'un exemplaire à l'autre les consommations diffèrent ; compte tenu des tolérances sur les éléments on peut calculer les valeurs limites possibles. Il est commode d'en donner une représentation graphique, particulièrement dans le cas du montage à limiteurs ; en effet, les courants ne dépendent alors que d'une des tensions : V pour I et W pour J.

Du point de vue des consommations, les limiteurs ont l'avantage de réduire les variations ce qui adoucit les conditions à imposer aux sources. La figure 8 donne le graphique pour I fonction de V et le tableau adjoint indique les valeurs à prendre pour les éléments en vue de placer les courbes de débit maximum.

5-2. — Variations.

1° Le vieillissement du tube provoque une variation lente des consommations, si sa résistance passe de ρ_1 à ρ_2 le courant (I_P) passera de $(I_P)\,\rho_1$ à $(I_P)\,\rho_2$ soit une variation $(I_P)\,\rho_1 - (I_P)\,\rho_2$. Cette variation est maximum dans les conditions du tableau ci-dessous :

Max *de*	R_1	R_2	ε_0	ε_L	V	L
ΔI ou Δi_ρ	min	max	max	max	max	max
Δj_1	min	max	0	—	max	max

2° Les deux états d'équilibre ne donnent pas les mêmes débits ; au moment du basculement il y a variation quasi instantanée du débit. Il est utile de les chiffrer pour fixer la réponse transitoire des sources de tension.

Le courant I passe de : $(I_B)_G + (I_P)_D$ à $(I_P)_G + (I_B)_D$ la variation est $\Delta I = (I_P - I_B)_D - (I_P - I_B)_G$ et elle est maximum si $(I_P - I_B)_D$ est max et $(I_P - I_B)_G$ minimum : soit $\Delta I_{max} = (I_P - I_B)_{max} - (I_P - I_B)_{min}$.

Avec limiteurs			
$I_P - I_B$	$\frac{V}{(1+R_1/R_2)[\rho+R_1(1+\rho/R_2)]}$	$\frac{L}{R_2+R_1(1+R_1/\rho)}$	$\frac{R_2 i_0}{R_1+R_2}$
$\mathcal{J}_P - \mathcal{J}_B$	$\frac{L+\varepsilon_0+\varepsilon_L}{R_3}$		

Max. de	R_1	R_2	R_3	ρ	i_0	ε_0	ε_L
$I_P - I_B$	min.	max.	—	min.	0	max.	max.
$\mathcal{J}_P - \mathcal{J}_B$	—	—	min.	—	—	max.	max.

Les calculs faits pour le montage BV donnent :

Variations { lentes max I : 1,3 mA moyenne 0,9 mA
instantanées max : I : 0,01 mA
J : 0,01 mA

pour des débits moyens de 7,7 et 3 mA

5-3. — Détermination des sources de tension.

Avec des limiteurs il est facile, en utilisant un graphique V–I ou W–J tel que celui de la figure 8, de connaître l'intervalle utile de débit des sources et de fixer leurs résistances internes à ne pas dépasser. Les courbes (I_1) et (I_2) donnent les courants pour les exemplaires qui consomment le minimum (I_1) et le maximum (I_2). Les variations des tensions sont choisies d'après la zone de fonctionnement des basculeurs (graphique V–W de la figure 8), les variations simultanées étant de $\pm\,\alpha$ % Lorsque l'écart commun est de $+\,\alpha$ % il faut que la tension soit entre les valeurs correspondant à P_2 et Q_2 ; sur le graphique V–I la tension sera la plus élevée pour le débit le plus faible donc sur la courbe (I_1) et elle sera la plus basse sur (I_2), d'où les deux points P_2 et Q_2. Il faut

que la droite de charge passe entre P_2 et Q_2 c'est-à-dire que la résistance interne soit inférieure à celle définie par l'inclinaison du segment $P_2\,Q_2$; il en est

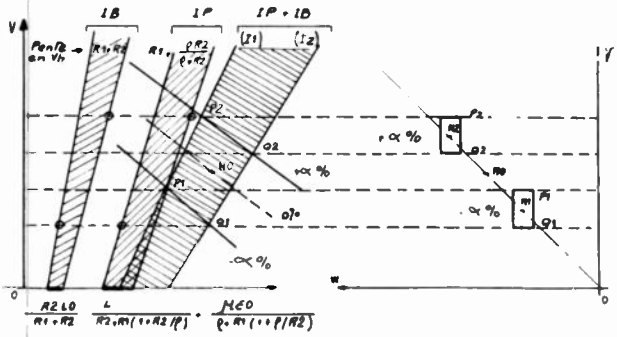


FIG. 8. — Consommations de courant (avec limiteurs)

	Valeur à prendre pour les courbes de débit maximum									
	R_1	R_2	R_3	ρ	i	ε_O	ε_L	V	W	L
I_B	min	min	–	–	max	0	–	max	–	–
I_P	min	min	–	min	–	max	max	max	–	max
i_P	min	max	–	min	–	max	–	max	–	min
i_L	max	max	min	min	–	0	–	min	max	min
i_B	–	–	min	–	–	max	–	–	max	–
J_P	–	–	min	–	–	–	0	–	max	min
i_O	min	min	max	–	–	–	–	max	min	–

de même pour $P_1\,Q_1$. Ainsi peut-on fixer une valeur de la résistance interne qui donnera une certitude absolue ; cette valeur r_V est établie pour un basculeur. Pour un ensemble de N basculeurs les cas extrêmes correspondent à avoir tous les basculeurs dans un des deux états extrêmes (I_1 et I_2), en prenant ces cas on est certain d'être toujours en état absolu de fonctionnement sans réglage particulier. La résistance de la source ne devra pas dépasser r_V/N. Les points P_1 et Q_2 donnent, au cas où la résistance a cette valeur, les consommations extrêmes possibles par basculeur.

Exemple : montage BV

$r_V = 10\,000$ ohms $\qquad r_W = 11\,000$ ohms

$I = 7$ à $8{,}3$ mA

$J = 2{,}85$ à $3{,}1$ mA } moyens pour $\alpha = \pm 3\,\%$

Les courbes de débits de la figure 8 permettent également de voir dans quelles conditions un *voyant indicateur* pourra être commandé par le basculeur, soit par le courant entrant vers un des bras R_1, soit par la tension aux bornes de R_1 (tube néon). Les quatre points marqués d'un cercle fixent les valeurs extrêmes possibles pour le courant dans R_1.

Exemple-Montage BV

$R_1\ I_P \quad 98^V$ à 133^V

$R_1\ I_B \quad 50^V$ à 57^V

Pour fonctionner avec sûreté il faut des néons amorcés avant 98^V et éteints à 57 volts.

Enfin, on peut prévoir les *puissances dissipées* dans les résistances soit pour un exemplaire moyen soit pour le cas maximum. Les courants à considérer sont : I_P pour R_1, J_B pour R_2 et R_3.

Ex : montage BV.

	max.	moyen	
R_1	0,8	0,6	Watts
R_2	0,5	0,4	
R_3	0,25	0,2	

Résumé. — Conclusion.

En utilisant les résultats de l'analyse qui vient d'être exposée on peut avec précision déterminer un montage et évaluer ses tolérances par rapport aux sources de tension en tenant compte des écarts de valeur de tous les constituants. Ainsi étudié, un exemplaire quelconque construit avec des éléments correspondant à certaines tolérances pourra être utilisé sans aucun réglage quel que soit le nombre de basculeurs. On dispose alors d'un « élément complexe » — réalisé par exemple sous forme « enfichable » — que l'on utilisera avec autant de facilité qu'un relais électro-magnétique, par exemple. Cette facilité ne sera réelle que si l'on connaît de manière aussi systématique le comportement dynamique du montage c'est-à-dire essentiellement l'amplitude nécessaire pour obtenir avec certitude le basculement mais ceci est hors du sujet traité ici.

L'analyse faite pour un montage bistable à tubes pourrait être reprise et adaptée soit à un montage plus complexe contenant en particulier des résistances en circuit commun aux deux ponts entre R_1 et V, entre R_3 et W et dans la connexion de cathode, soit encore à un basculeur construit avec des transistrons ayant l'émetteur à la masse.

CAVITÉS SPHÉRIQUES DÉCOUPÉES

PAR

Georges BOUDOURIS

Ingénieur Electricien et Radio

E.S.E. - E.P.A. - Assoc. Brit. I.R.E. - Chercheur au C.N.R.S.

TABLE DES MATIÈRES

PREMIÈRE PARTIE

Longueur d'onde de résonance

I-1. — Introduction.

I-2. — Calcul de λ par le moyen de la 1re méthode – h petit devant R.

I-3. — Calcul de λ par le moyen de la 1re méthode – h voisin de R.

I-4. — Points intermédiaires. Méthode d'Abele.

I-5. — Conclusions.

I-6. — Proposition pour un ondemètre sphérique à mercure.

DEUXIÈME PARTIE

Coefficient de surtension

II-1. — Introduction.

II-2. — Cavité cylindrique (Mode E_{010}).

II-3. — Cavité sphérique (Mode E_{101}).

II-4. — Cavité sphérique découpée (points intermédiaires).

II-5. — Application dans les bandes 3 et 10 cm.

PREMIÈRE PARTIE

LONGUEUR D'ONDE DE RÉSONANCE

I - 1. Introduction.

On se propose d'étudier la longueur d'onde de résonance (λ) d'une famille de cavités, dérivées d'une cavité sphérique de rayon R, dont on découpe une partie variable par deux plans parallèles et distants de h du plan équatorial (fig. I-1*a*).

Les deux cas extrêmes, $h \to 0$ et $h \to R$, reviennent, le premier, au cas du cylindre, le deuxième, au cas de la sphère. Les résultats sont alors bien connus par la théorie des cavités et on a rigoureusement pour les modes fondamentaux :

$$\lambda = 2{,}613 \, . \, R \quad (h \to 0, \text{ mode } E_{010}).$$

$$\lambda = 2{,}289 \, . \, R \quad (h \to R, \text{ mode } E_{101}).$$

Lorsque $0 < h < R$, le calcul de λ exige l'application des méthodes d'approximation. On utilise à ce but deux méthodes :

1° Pour h voisin de zéro ou de R, on détermine λ par le moyen de la théorie, concernant la modification de λ après déformation légère des parois d'une cavité, dont on connaît la longueur d'onde de résonance initiale.

2° Dans les cas intermédiaires, on applique une méthode approximative grapho-analytique, proposée par M. Abele (1).

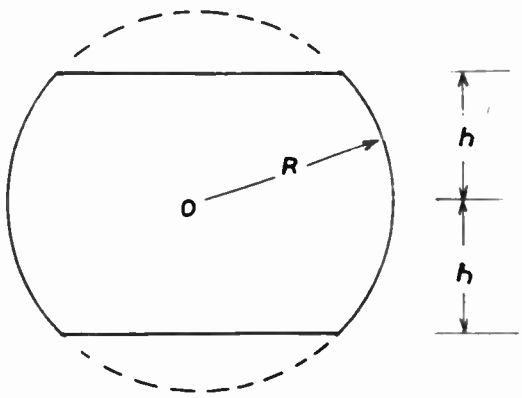


Fig. (I-1 *a*). — Formation de la cavité sphérique découpée.

La courbe de variation de λ/R en fonction de h/R, qui constitue le but de cette première partie, sera ainsi déterminée.

I - 2. Calcul de λ par le moyen de la 1re méthode. — h petit devant R.

Soit V, le volume d'une cavité quelconque, à l'intérieur de laquelle on connaît la solution $\left(E, H, k = \frac{2\pi}{\lambda}\right)$. Après une légère déformation des parois, le volume de la cavité devient V', mais on admet que la distribution des champs ne change pas. Sous cette réserve, on trouve que la variation de la longueur d'onde est donnée par l'expression (2) :

$$\frac{\delta k}{k} = \frac{1}{2} \frac{\iiint_{\delta V} (\mu H^2 - \varepsilon E^2)\, dV}{\iiint_V \varepsilon E^2\, dV} \qquad (I\text{-}1)$$

avec $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, $\delta k = k' - k$ (k' la nouvelle valeur). $\delta V = V - V'$.

Appliquons ce résultat au cas d'une cavité cylindrique, dont les parois latérales sont déformées de façon à prendre la forme sphérique inscrite dans le cylindre (fig. I-2 *a*).

On sait que, pour une cavité cylindrique au mode E_{010}, on a pour les champs :

$$E = |\mathcal{E}_z| = J_0(k_c r) \qquad \text{avec } k_c R = 2{,}405,$$

$$H = |\mathcal{H}_\varphi| = \frac{k_c}{\omega_c \mu} J_0'(k_c r) \qquad \text{donc } k_c r = 2{,}405 \frac{r}{R}$$

(à une constante arbitraire près),

ces équations étant écrites dans un système de coordonnées cylindriques (z, r, φ) et J_0 représentant la fonction de Bessel de première espèce d'ordre zéro. Or, $k_c = \omega_c \sqrt{\varepsilon\mu}$, ε et μ étant les constantes (électrique et magnétique) du milieu diélectrique, remplissant la cavité. Nous obtenons, dans le système d'unités *M.K.S.* rationalisé :

$$E = J_0\left(2{,}405 \frac{r}{R}\right)$$
$$H = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \cdot J_0'\left(2{,}405 \frac{r}{R}\right) \qquad (I\text{-}2)$$

(dans le vide : $\varepsilon = \varepsilon_0$, $\mu = \mu_0$ et $\sqrt{\varepsilon_0/\mu_0} = 1/120\pi$).

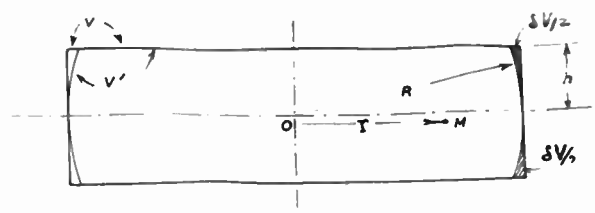


Fig. (I-2 *a*) — Pour rapprocher le cas du cylindre au cas de la sphère découpée (h petit devant R).

En vue de l'application de l'équation (I-1), calculons $\iiint_V E^2 dV$. On a : $dV = 2\pi r \,.\, 2h \,.\, dr$, donc :

$$\iiint_V E^2 dV = 4\pi h \int_0^R J_0^2(k_c r) \,.\, r \,.\, dr \,.$$

La dernière intégrale est une intégrale de Lommel (3) et on a :

$$\int_0^R J_0^2(k_c r) \,.\, r dr = \frac{1}{2} R^2 \left[J_0'^2(k_c R) + J_0^2(k_c R) \right].$$

Par ailleurs (4) :

$$J_0'(k_c R) = - J_1(k_c R).$$

(1) M. Abele : « Metodo di calcolo grafico-numerico dei risonatori a cavità » bulletin de l'« Instituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris », n° 195, 1947. Et « Integrazione approssimata della equazioni di Maxwell nell' interno di una cavità risonante », même référence.

(2) Voir, par exemple le cours des hyperfréquences à l'E.S.E.

(3) Voir A. Angot « Compléments de Mathématiques », édition de la revue d'Optique, Paris, 1949, p. 364.

(4) Même référence, p. 361.

Il vient :

$$\iiint_V E^2 dV = 4\pi h \cdot \frac{1}{2} R^2 \left| J_1^2 (k_c R) + J_0^2 (k_c R) \right|.$$

Or, $J_0 (k_c R) = 0$ $(k_c R = 2{,}405)$, ce qui résulte des conditions aux limites, imposées aux équations de Maxwell. D'où :

$$\iiint_V E^2 dV = 2\pi R^2 h \left| J_1 (2{,}405) \right|^2$$

et avec $J_1 (2{,}405) = 0{,}519$ [5], on a finalement :

$$\iiint_V E^2 \, dV = 0{,}5387 \cdot \pi R^2 h. \qquad (I\text{-}3)$$

Maintenant, l'équation (I-1), compte tenu des équations (I-2) et (I-3), s'écrit :

$$\frac{\delta k}{k} = \frac{\iiint_{\delta V} \left[J_1^2 \left(2{,}405 \frac{r}{R} \right) - J_0^2 \left(2{,}405 \frac{r}{R} \right) \right] dV}{2 \cdot 0{,}5387 \cdot \pi \cdot R^2 h}$$

Posons $dV = 2\pi r \cdot dr \cdot dh$ et $h = \zeta \cdot R$ (ζ petit devant 1 pour que l'application de la méthode soit légitime). On obtient :

$$\frac{\delta k}{k} = \frac{1{,}8562}{\zeta} \iint_{\delta S} \left[J_1^2 \left(2{,}405 \frac{r}{R} \right) - J_0^2 \left(2{,}405 \frac{r}{R} \right) \right] \frac{r}{R} d\frac{r}{R} \, d\frac{h}{R}. \qquad (I\text{-}4)$$

δS étant la surface de la section du cylindre, qu'on a hachuré sur la figure (I-2 *a*).

L'intégration, figurant dans l'équation (I-4), s'effectue graphiquement.

[5] Même référence, p. 403.

1° *Pour* $h = 0{,}2 \cdot R$ (fig. I-2*b*).

on trouve :

$$\frac{\delta k}{k} = 6{,}2074 \cdot 10^{-3}$$

et, comme $k' = k + \delta k = \frac{2\pi}{\lambda'}$, on obtient :

$$\lambda' = \frac{2\pi}{k + \delta k} = \frac{2\pi}{2{,}405 + 0{,}015} R = \frac{2\pi}{2{,}42} \cdot R,$$

c'est-à-dire, la nouvelle longueur d'onde de résonance est :

$$\lambda' = 2{,}596 \cdot R$$

2° *Pour* $h = 0{,}3 \cdot R$ (fig. I-2*b*)

on obtient :

$$\frac{\delta k}{k} = 14{,}5 \cdot 10^{-3},$$

d'où :

$$\lambda' = 2{,}575 \cdot R$$

On ne devrait pas essayer avec un h plus grand, parce que les conditions, dans lesquelles la méthode est applicable ne seraient plus respectées (la configuration des champs ne pourrait plus être considérée comme inchangeable). La valeur $h = 0{,}3\ R$ semble déjà assez poussée. D'ailleurs, la configuration des champs dans une cavité cylindrique (mode E_{010}, champ électrique parallèle à l'axe du cylindre), indique que, après la déformation des parois, les conditions aux limites (champ électrique tangentiel nul) ne seraient plus satisfaites avec la même configuration.

Malgré ces réserves, on peut aisément s'assurer que le comportement de la cavité sphérique découpée, pour $h < 0{,}3\ R$, ne s'écarte pas beaucoup de celui de la cavité cylindrique.

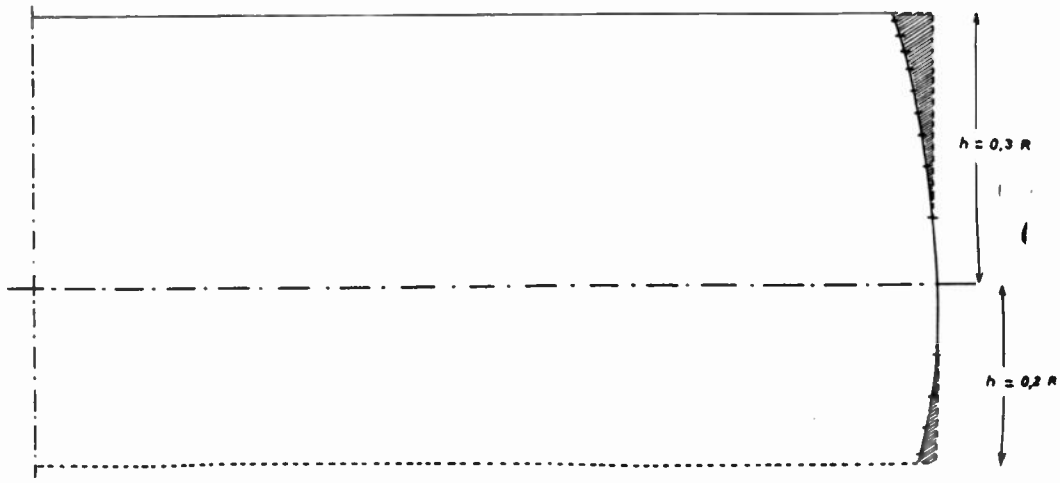


Fig. (I-2 *b*). — Cavité sphérique découpée. — Calcul de λ par la théorie de la déformation des parois (*b* petit devant *R*).

C'est ainsi qu'avec les résultats de ce paragraphe on peut fixer, avec une précision suffisante, le départ de la courbe (λ/R, h/R) du côté $h/R = 0$.

De l'autre côté ($h/R = 1$), la marche de la courbe sera fixée dans le paragraphe suivant par l'application de la même méthode, en partant cette fois du cas de la sphère idéale.

I - 3. Calcul de λ par le moyen de la 1re méthode. — h voisin de R.

En partant des équations générales de l'onde E_{nmi} à l'intérieur d'une cavité sphérique (6), en y faisant $n = 1$, $m = 0$, $i = 1$ et sachant que $P_1^0(z) = z$, $P_n^m(z)$ étant les fonctions de Legendre, on arrive aisément aux équations des champs dans la sphère au mode E_{101}, écrites en coordonnées sphériques (r, θ, φ) et dans le système d'unités *M.K.S.* rationalisé :

$$\left.\begin{aligned} E_r &= 6\,\frac{\sqrt{kr}}{r^2}\,J_{3/2}(kr)\,.\,\cos\theta \\ E_\theta &= -3\,\frac{1}{r}\,\frac{d}{dr}\left[\sqrt{kr}\,J_{3/2}(kr)\right].\sin\theta \\ &= -3\,\frac{\sqrt{kr}}{r^2}\left[kr\,J_{1/2}(kr) - J_{3/2}(kr)\right].\sin\theta \\ E_\varphi &= 0 \\ H_r &= 0 \\ H_\theta &= 0 \\ H_\varphi &= j\,\frac{0{,}025}{\pi}\,\frac{\sqrt{kr}}{r^2}\,.\,kr\,.\,J_{3/2}(kr)\,.\sin\theta \end{aligned}\right\} \qquad \text{(I-5)}$$

(6) Voir par exemple A. Angot (référence 3) p. 448.

(à une constante arbitraire près)

avec : $k = \dfrac{2\pi}{\lambda}$, $kR = 2{,}744$, donc $kr = 2{,}744\,\dfrac{r}{R}$

(pour que les conditions aux limites soient satisfaites) ; $J_{3/2}$ et $J_{1/2}$ les fonctions de Bessel de 1re espèce et d'ordre 3/2 et 1/2, respectivement. Notons, d'ailleurs, que, pour passer à la deuxième expression de la deuxième équation de ce système, on s'est servi de la relation connue :

$$z\,J'_{3/2}(z) = z\,J_{1/2}(z) - \frac{3}{2}\,J_{3/2}(z).$$

Formons le rapport $\dfrac{E_\theta}{E_r} = \operatorname{tg}\alpha$. On obtient immédiatement des équations (I-5) :

$$\operatorname{tg}\alpha = 0{,}5\,.\,\frac{J_{3/2}(kr) - kr\,.\,J_{1/2}(kr)}{J_{3/2}(kr)}\,.\operatorname{tg}\theta. \qquad \text{(I-6)}$$

Cette expression peut prendre une forme différente, en y posant (7) :

$$J_{1/2}(z) = \sqrt{\frac{2}{\pi z}}\,.\,\sin z,\; J_{3/2}(z) = \sqrt{\frac{2}{\pi z}}\left(\frac{\sin z}{z} - \cos z\right). \qquad \text{(I-7)}$$

(7) Voir A. Angot, p. 366.

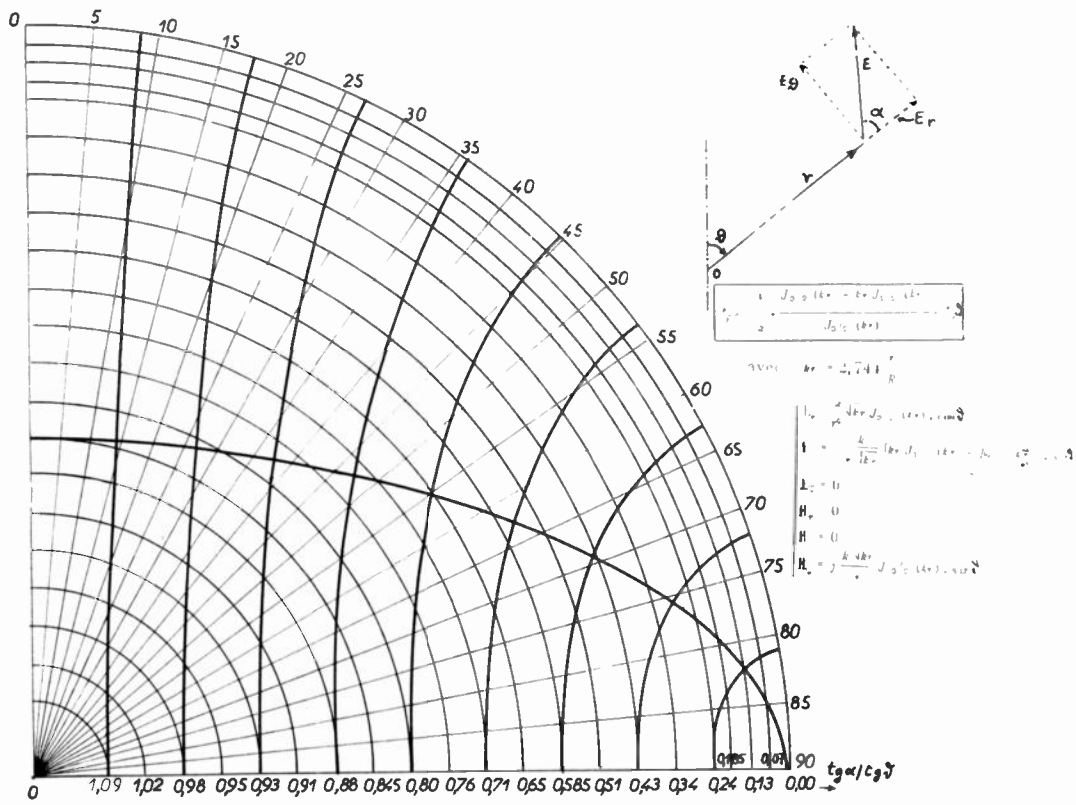


Fig. (I-3 *a*). — Cavité sphérique. — Lignes de force électriques. — Mode E_{101}. — ($\lambda = 2{,}289\ R$).

On obtient :

$$\operatorname{tg}\alpha = 0{,}5 \cdot \left(1 + \frac{(kr)^2 \operatorname{tg} kr}{kr - \operatorname{tg} kr}\right) \cdot \operatorname{tg}\theta. \qquad \text{(I-8)}$$

L'expression de tg α est utile, entre autres, pour le tracé des lignes de force électriques dans la sphère (fig. I-3*a*), ce qui aidera le travail du paragraphe suivant. Le tracé des lignes de force s'effectue graphiquement, après avoir calculé le rapport tg α/tg θ, pour des valeurs différentes préfixées de kr (voir fig. I-3*b*).

Considérons, maintenant, qu'on découpe légèrement la sphère par deux plans parallèles et équidistants (de h) de son plan équatorial (fig. I-3 *c*). Nous admettons que la répartition des champs ne change pas (h voisin de R) et nous cherchons à calculer le rapport $\delta k/k$, comme dans le paragraphe précédent.

On part des équations (I-5) de la sphère, que l'on répète ici, en ne faisant apparaître que le rapport r/R et l'angle θ :

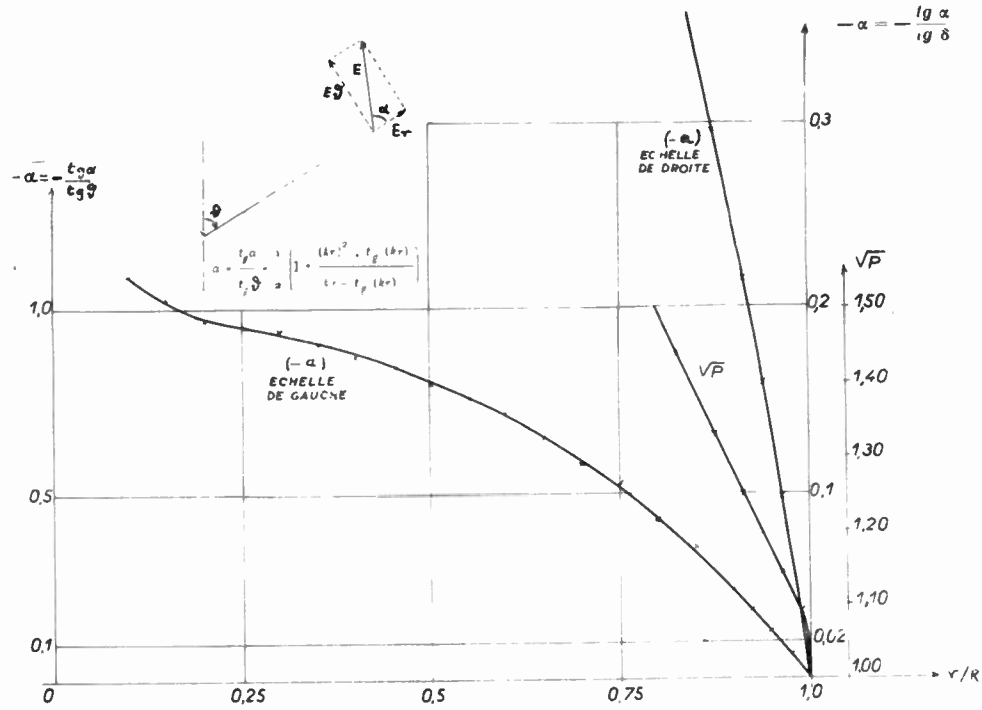


Fig. (I-3 *b*). — Cavité sphérique. — Mode E_{11}. — Courbes auxiliaires.

$$\left.\begin{aligned} R^2 \cdot E_r &= 6\,\frac{\sqrt{kr}}{(r/R)^2} \cdot J_{3/2}(kr) \cdot \cos\theta \\ R^2 \cdot E_\theta &= -3\,\frac{\sqrt{kr}}{(r/R)^2} \cdot \left|kr \cdot J_{1/2}(kr) - J_{3/2}(kr)\right| \cdot \sin\theta \\ E_\varphi &= 0 \\ H_r &= 0 \\ H_\theta &= 0 \end{aligned}\right\} \qquad \text{(I-9)}$$

$$R^2 \cdot H_\varphi = j\,\frac{0{,}025}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{kr}}{(r/R)^2} \cdot (kr) \cdot J_{3/2}(kr) \cdot \sin\theta$$

avec $kr = 2{,}744 \cdot \dfrac{r}{R}$.

Le rapport $E_\theta/E_r = \operatorname{tg}\alpha$ étant déjà calculé (équation I-6 ou I-8), on aura :

$$E^2 = E_r^2 + E_\theta^2 = E_r^2 + E_r^2 \cdot \operatorname{tg}^2\alpha = E_r^2\,(1 + \operatorname{tg}^2\alpha),$$

soit, en posant $\dfrac{\operatorname{tg}\alpha}{\operatorname{tg}\theta} = a$: (I-10)

$$E^2 = E_r^2 \cdot (1 + a^2 \cdot \operatorname{tg}^2\theta),$$

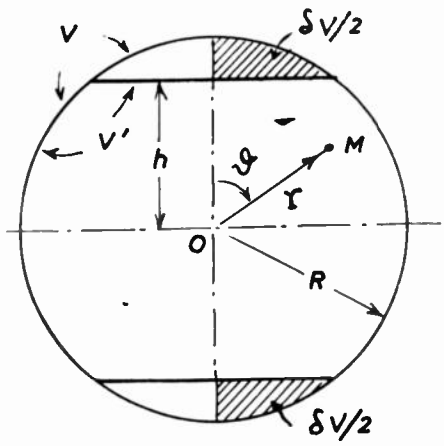


Fig. (I-3 *c*). — Pour rapprocher le cas de la sphère au cas de la sphère découpée (b voisin de R).

a ne dépendant, alors, que de r/R.

Compte tenu de la première des équations (I-9), aussi bien que du développement de $J_{3/2}(kr)$ (équation I-7), on obtient :

$$R^4 \cdot E^2 = 36 \cdot \frac{kr}{(r/R)^4} \cdot \frac{2}{\pi\, kr} \cdot \left(\frac{\sin kr}{kr} - \cos kr\right)^2 \cdot \cos^2\theta \cdot (1 + a^2 \cdot \operatorname{tg}^2\theta) = 22{,}92 \cdot \left[\frac{1}{(r/R)^2} \cdot \left(\frac{\sin kr}{kr} - \cos kr\right)\right]^2 \cdot (\cos^2\theta + a^2 \cdot \sin^2\theta). \qquad (I\text{-}11)$$

D'autre part (fig. I-3 *d*) :

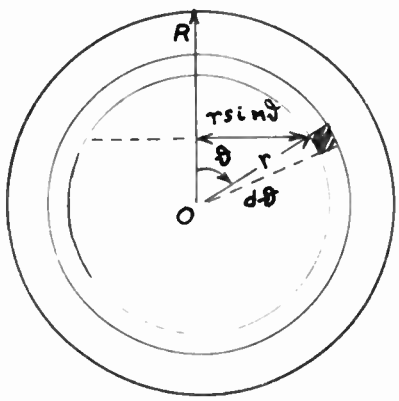


FIG. (I-3 *d*). — Calcul de l'élément de volume de la sphère.

$$dV = (2\pi r \cdot \sin\theta) \cdot (r \cdot d\theta) \cdot dr = 2\pi \cdot \sin\theta \cdot r^2\, dr \cdot d\theta,$$

V désignant le volume de la sphère.

Il vient :

$$\iiint_V R^4 E^2\, dV = 22{,}92 \cdot 2\pi \int_0^R \left[\frac{1}{(r/R)^2} \cdot \left(\frac{\sin kr}{kr} - \cos kr\right)\right]^2 r^2 \cdot dr \int_0^\pi (\cos^2\theta + a^2 \sin^2\theta) \sin\theta \cdot d\theta.$$

Or, un calcul simple donne :

$$\int_0^\pi (\cos^2\theta + a^2 \cdot \sin^2\theta) \cdot \sin\theta \cdot d\theta = \frac{2}{3}(1 + 2a^2).$$

Donc :

$$\iiint_V R^4 E^2\, dV = 22{,}92 \cdot 2\pi \cdot \frac{2}{3} \int_0^R (1 + 2a^2) \left[\frac{1}{(r/R)^2} \cdot \left(\frac{\sin kr}{kr} - \cos kr\right)\right]^2 r^2\, dr,$$

soit, finalement :

$$\iiint_V R E^2\, dV = 30{,}56 \cdot \pi \int_0^R (1 + 2a^2) \cdot P \cdot \left(\frac{r}{R}\right)^2 d\,\frac{r}{R}. \qquad (I\text{-}12)$$

en posant :

$$P = \left[\frac{1}{(r/R)^2} \cdot \left(\frac{\sin kr}{kr} - \cos kr\right)\right]^2 \qquad (I\text{-}13)$$

et avec :

$$a = 0{,}5 \cdot \left(1 + \frac{(kr)^2 \cdot \operatorname{tg} kr}{kr - \operatorname{tg} kr}\right) \qquad (I\text{-}14)$$

fonctions seules de r/R $\left(kr = 2{,}744 \cdot \frac{r}{R}\right)$.

L'équation (I-1) s'écrit, alors :

$$\frac{\delta k}{k} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\iiint_{\delta V} \left(\frac{\mu}{\varepsilon} RH^2 - RE^2\right) dV}{\iiint_V RE^2\, dV}.$$

Le dénominateur étant déjà calculé, on écrira pour l'élément de volume dV du numérateur (fig. I-3 *e*) :

$$dV = 2\pi\rho \cdot dS$$

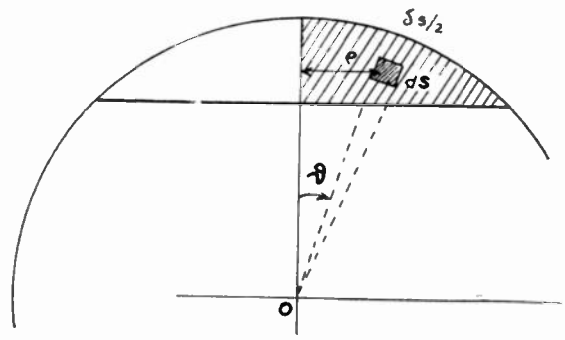


FIG. (I-3 *e*). — Calcul de l'élément de volume du volume découpé.

de sorte que :

$$\frac{\delta k}{k} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\iint_{\delta S} \left(\frac{\mu}{\varepsilon} RH^2 - RE^2\right) 2\pi\rho\, dS}{\iiint_V RE^2 \cdot dV} = \pi \cdot \frac{\iint_{\delta S} \left(\frac{\mu}{\varepsilon} R^4 H^2 - R^4 E^2\right) \cdot \frac{\rho}{R}\, d\,\frac{S}{R^2}}{\iiint_V RE^2 \cdot dV}$$

la moitié de la surface d'intégration ($\delta S/2$) étant hachurée sur la figure I-3 *e*.

En substituant R^4H^2 (de la dernière des équation I-9 dans laquelle $|H_\varphi| = H$), R^4E^2 (équation I-11), $\iiint_V RE^2dV$ (équation I-12) et en tenant compte que $\frac{\mu}{\varepsilon} = (120\,\pi)^2$, on trouve :

On obtient ainsi :

$$\iint_{\delta S} P \,.\, (kr \,.\, \sin\theta)^2 \,\frac{\rho}{R} \,.\, d\,\frac{S}{R^2} = 2 \,.\, 2{,}754 \,.\, 10^{-3}$$

$$\frac{\delta k}{k} = \frac{0{,}1875 \,.\, \iint_{\delta S} P \,.\, (kr \,.\, \sin\theta)^2 \,\frac{\rho}{R}\, d\,\frac{S}{R^2} - 0{,}75 \iint_{\delta S} P \,.\, [1 + (a^2 - 1)\,\sin^2\theta]\,\frac{\rho}{R}\, d\,\frac{S}{R^2}}{\int_0^R (1 + 2\,a^2) \,.\, P \,.\, \left(\frac{r}{R}\right)^2 d\,\frac{r}{R}} \qquad \text{(I-15)}$$

avec P, donné par l'équation (I-13) et a par l'équation (I-14).

Les intégrations, figurant dans l'équation (I-15), sont à effectuer graphiquement.

Nous allons appliquer ces résultats dans quelques cas.

On trouve :

$$\int_0^R (1 + 2\,a^2) \,.\, P \,.\, \left(\frac{r}{R}\right)^2 d\,\frac{r}{R} = 1{,}565 \,.$$

1° *Pour* $h = 0{,}9.R$:

Le procédé pour le calcul des intégrales, figurant au numérateur, est illustré par la figure I-3 *f* et facilité par le graphique représenté figure I-3 *b*.

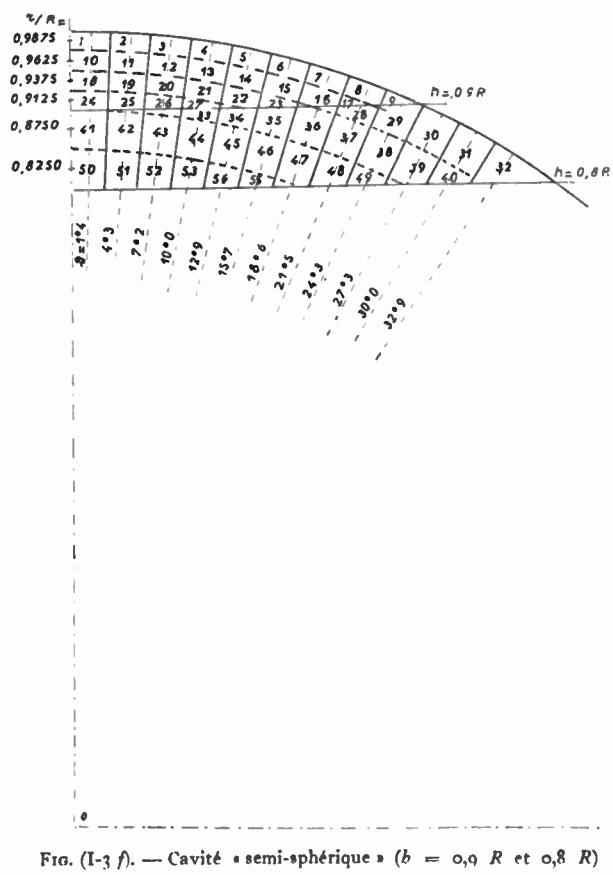


FIG. (I-3 *f*). — Cavité « semi-sphérique » (b = 0,9 R et 0,8 R)

et :

$$\iint_{\delta S} P \,.\, [1 + (a^2 - 1) \,.\, \sin^2\theta]\,\frac{\rho}{R}\, d\,\frac{S}{R^2} = 2 \,.\, 5{,}776 \,.\, 10^{-3}.$$

L'équation (I-15) donne, alors :

$$\frac{\delta k}{k} = \frac{0{,}1875 \,.\, 2 \,.\, 2{,}754 \,.\, 10^{-3} - 0{,}75 \,.\, 2 \,.\, 5{,}776 \,.\, 10^{-3}}{1{,}565} = -\,4{,}877 \,.\, 10^{-3}.$$

D'où :

$$\delta k = -\,\frac{2{,}744}{R} \,.\, 4{,}877 \,.\, 10^{-3} = -\,\frac{13{,}38 \,.\, 10^{-3}}{R}\,.$$

Il en résulte pour la longueur d'onde de résonance de la cavité sphérique découpée :

$$\lambda' = \frac{2\,\pi}{k'} = \frac{2\,\pi}{k + \delta k} = \frac{2\,\pi}{2{,}7306}\,R,$$

soit :

$$\lambda' = 2{,}301.R\,.$$

2° *Pour* $h = 0{,}8.R$

On trouve par ce même procédé :

$$\frac{\delta k}{k} = \frac{0{,}1875 \,.\, 2 \,.\, 22{,}548 \,.\, 10^{-3} - 0{,}75 \,.\, 2 \,.\, 23{,}453 \,.\, 10^{-3}}{1{,}565} = -\,17{,}08 \,.\, 10^{-3}.$$

D'où :

$$\lambda' = 2{,}330.R$$

Nous n'essayons pas avec des valeurs h/R plus petites afin de rester dans le domaine d'application de la méthode employée.

Les résultats obtenus dans ce paragraphe, doivent être considérés d'une bonne précision. La précision semble meilleure que celle du paragraphe précédent, en vertu de la configuration des champs dans les régions polaires de la sphère (voir fig. I-3 *a*). En effet, il semble qu'en découpant la sphère avec des

plans ayant même une hauteur $h = 0{,}8.R$ la répartition des champs dans les régions découpées ne se perturbe pas trop et les conditions aux limites (champ électrique perpendiculaire au plan de découpage) seraient de nouveau facilement satisfaites.

Les deux régions extrêmes de la courbe $\left(\frac{\lambda}{R}, \frac{h}{R}\right)$ étant ainsi explorées, nous allons maintenant étudier quelques points intermédiaires. Nous allons utiliser à ce but la méthode approximative de M. Abele, mentionnée au début.

I - 4. Points intermédiaires. — Méthode d'Abele.

Exposons, d'abord, en bref, le principe de la méthode. Elle concerne des cavités, qui présentent une symétrie de révolution autour d'un axe *Oz*. Soit *s* le contour de la section méridienne de la cavité. On suppose (en ce qui concerne le calcul de λ) que le métal, dans lequel la cavité est fabriquée, est un conducteur parfait (champ électrique nul ou perpendiculaire à la surface *s*). On ne considère que les états électromagnétiques pour lesquels toutes les lignes de force électriques, touchant un plan méridien, appartiennent à ce plan et toutes les lignes de force magnétiques sont des cercles, situés dans des plans perpendiculaires à *Oz* et centrés sur l'axe de révolution.

Toutes ces conditions se trouvent remplies dans le cas de la cavité sphérique découpée au mode fondamental, qui nous occupe.

Dans le plan méridien, il y aura toujours des points où le champ électrique sera nul ; on les appelle « points singuliers ». On appelle, par ailleurs, « lignes méridiennes » la famille des lignes du plan méridien, qui est orthogonale à la famille des lignes de force électriques. En particulier, le contour *s* de la cavité est une ligne méridienne.

Nous considérons le cas — comme dans l'exemple qui nous intéresse — dans lequel l'axe de révolution *Oz* coupe le contour *s* de la cavité et appartient à sa section méridienne. On démontre qu'alors cet axe constitue toujours une ligne de force électrique. Cette ligne servira de ligne de départ dans le tracé de la famille des lignes de force électriques.

Soit, maintenant, s_1 et s_2 deux lignes méridiennnes et *P* un point singulier («centre») du champ électrique (fig. I-4 *a*). On suppose qu'aucun autre point singulier n'existe sur s_1, s_2. On démontre, alors, que *r*

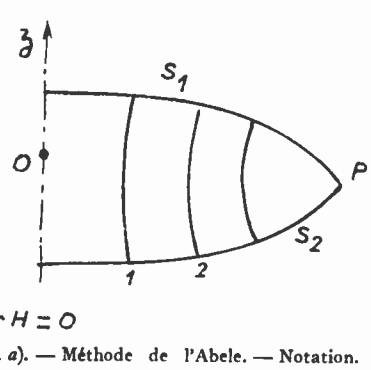


Fig. (I-4 *a*). — Méthode de l'Abele. — Notation.

étant la distance d'un point du plan méridien de l'axe *Oz* et *H* le module du champ magnétique en ce point, les lignes de force électriques satisfont à l'équation $r.H =$ constante. La ligne électrique, pour laquelle $rH = 0$ n'est autre, évidemment, que l'axe de révolution.

En particulier, la famille des lignes de force électriques, pour laquelle :

$$rH = p\Phi$$

($p = 0, 1, 2, \ldots, n$ et $\Phi =$ constante) satisfait à la condition suivante : les lignes électriques, qui correspondent aux valeurs successives de *p*, produisent, par révolution autour de l'axe *Oz*, *n* tubes d'égal flux du vecteur du champ électrique.

Considérons, maintenant (fig. I-4 *b*) les lignes électriques d'ordre $p - 1$, p, $p + 1$ et soient N_p, N_{p+1} les barycentres des surfaces limitées par ces trois lignes et s_1, s_2. On suppose que le réseau des lignes est assez serré pour que les points N_p, N_{p+1} puissent

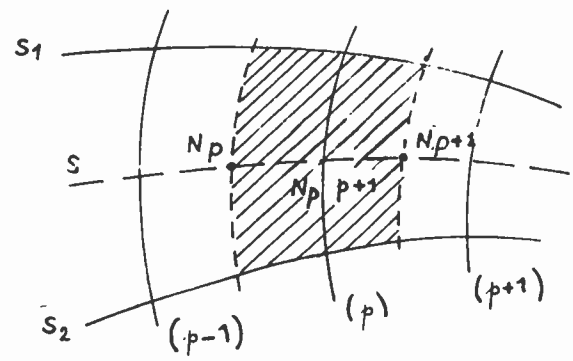


Fig. (I-4 *b*). — Méthode d'Abele. — Notation

être considérés comme appartenant à une même ligne méridienne.

Désignons par u_p, u_{p+1} les longueurs des arcs, découpés par les lignes électriques $p - 1$, p, $p + 1$ sur la ligne méridienne, passant par N_p, N_{p+1} et soit r_p, r_{p+1} les distances des points N_p, N_{p+1} de l'axe *Oz*. Désignons, ensuite, par v_p, v_{p+1} les longueurs des arcs, découpés par s_1, s_2 sur les lignes électriques, passant par les points N_p, N_{p+1}. Soit encore : $r_{p,p+1}$ la distance de l'axe *Oz* du point $N_{p,p+1}$, intersection de la ligne électrique d'ordre *p* avec la ligne méridienne, passant par les points N_p, N_{p+1}, et $A_{p,p+1}$ la surface hachurée sur la figure I-4 *b*.

On démontre qu'entre ces grandeurs géométriques existe la relation suivante :

$$\frac{u_p\, r_p}{v_p} \cdot \frac{v_{p+1}}{u_{p+1}\, r_{p+1}} \approx 1 - \frac{4\pi^2 p}{\lambda^2} \cdot \frac{A_{p,p+1}}{r_{p,p+1}} \frac{u_p \cdot r_p}{v_p}. \quad \text{(I-16)}$$

C'est la relation fondamentale approximative pour le tracé des lignes électriques, d'où l'on déduit λ. Le travail suit le procédé suivant :

On adopte une certaine valeur λ' pas trop éloignée de λ – tant qu'on peut l'estimer. En travaillant

sur toute la moitié de la surface méridienne de la cavité (fig. I-4 *c*) et en partant de son axe de révolution *Oz*, on essaie de tracer une première ligne électrique, en se guidant par le fait que, comme on le démontre, pour $p \ll n$, le champ électromagnétique se confond avec le champ électrostatique. On détermine le barycentre de la surface limitée

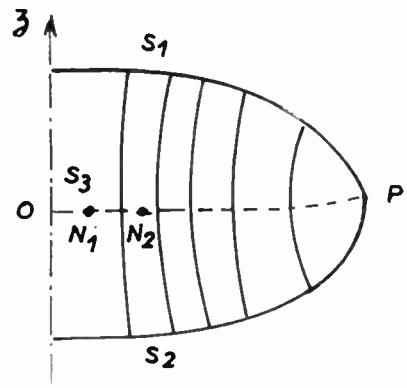


FIG. (I-4 *c*). — Méthode d'Abele. — Marche du calcul.

par l'axe *Oz*, la ligne électrique (1) et le contour *s* de la cavité (par un procédé graphique), on trace approximativement la ligne électrique passant par le point N_1 et on note les grandeurs u_1, v_1, r_1, $r_{1,2}$. Dans le deuxième membre de l'équation (I-16), la seule grandeur inconnue est, alors, $A_{1,2}$.

On détermine ensuite, par approximations successives, la deuxième ligne de force (d'ordre 2) de sorte que, l'équation (I-16) soit satisfaite. On continue de cette façon, jusqu'à ce que le deuxième membre de l'équation (I-16) devienne négatif ou le tracé d'une ligne électrique suivante devienne géométriquement impossible. Alors, on arrête.

On trace, enfin, un diagramme avec, comme ordonnées, la quantité $C/u_p r_p$, C étant une constante quelconque, et, comme abscisse, les longueurs ON_1, ON_2, ... mesurées sur la ligne méridienne s_3 (fig. I-4 *d*). Il est évident que, si la valeur admise λ'

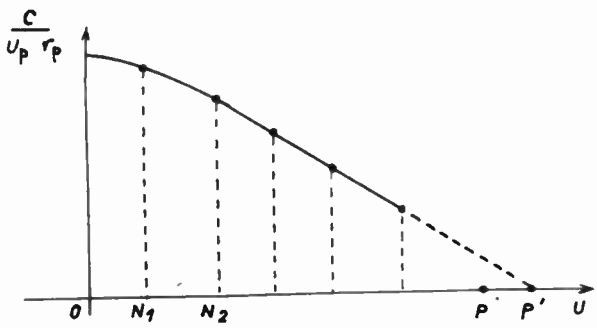


FIG. (I-4 *d*). — Correction de la longueur d'onde adoptée.

était rigoureusement correcte, alors, la courbe de ce diagramme devrait couper l'axe des abscisses au point *P*. La position de ce point sur l'axe des abscisses peut être assez bien déterminée, même au cours de cette première approximation. Or, puisqu'en général $\lambda \neq \lambda'$, la courbe coupe l'axe des abscisses à un autre point *P'*. On introduit, alors, la valeur corrigée :

$$\lambda'' = \lambda' \frac{(OP)}{(OP')} . \qquad \text{(I-17)}$$

On pourrait améliorer cette première approximation, en appliquant dès le commencement le même procédé pour les surfaces (s_1, s_3) et (s_2, s_3) séparément. C'est ainsi qu'on obtient une valeur approximative de λ, qui, pour des cavités de simple configuration géométrique et surtout pour les modes fondamentaux, est assez précise (de peu d'unité pour cent ou même mieux) et, relativement, assez rapidement obtenue.

Cependant, l'application de la méthode, présentée par M. ABELE, n'est pas dépourvue, bien entendu, des inconvénients pratiques de toute méthode d'approximations successives. Son application, dans le cas qui nous intéresse, est facilitée du fait qu'on connaît la configuration des champs dans les cas extrêmes du cylindre et de la sphère. De la sorte, on est amené à effectuer une espèce d'interpolation pour les lignes électriques de la cavité sphérique découpée.

Ceci dit, nous allons donner quelques résultats :

1° $h = 0{,}4 . R$

On prend $\lambda' = 2{,}5 . R$. Le tableau ci-après résume le calcul :

p	$\frac{u_p}{R}$	$\frac{r_p}{R}$	$\frac{v_p}{R}$	$\frac{r_{p,p+1}}{R}$	$\frac{A_{p,p+1}}{R^2}$	$\frac{R^2}{u_p r_p}$
1	0,250	0,125	0,800	0,250	0,2650	32,0
2	0,118	0,309	0,800	0,368	0,1584	27,5
3	0,101	0,419	0,800	0,469	0,1416	23,6
4	0,098	0,518	0,800	0,567	0,1484	19,7
5	0,106	0,621	0,800	0,673	0,1000	15,2
6	0,143	0,745	0,800			9,4

Les lignes de force électriques sont tracées sur la fig. (I-4 *e*). Sur la figure (I-4 *h*), d'ailleurs, on a tracé le diagramme $\left(\frac{R^2}{u_p , r_p} , \frac{r_p}{R}\right)$ — on prend en abscisse r_p/R, parce que la ligne méridienne des barycentres coïncide ici avec l'axe de symétrie de la cavité. On trouve :

$$\lambda'' = 2{,}5 . R . \frac{200}{195} = 2{,}564 . R .$$

On se contente de cette première approximation, dont le résultat semble assez vraisemblable. D'ailleurs, une deuxième approximation nécessiterait

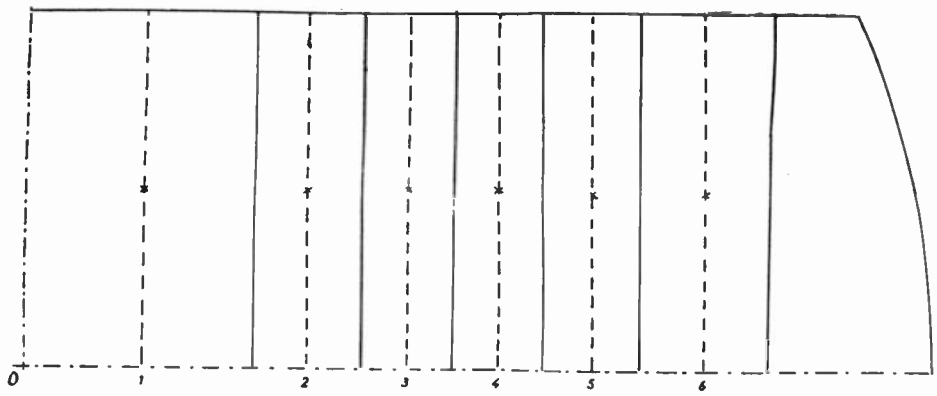


FIG. (I-4 *e*). — Cavité sphérique découpée. — $h = 0{,}4\ R$.

de serrer beaucoup plus les lignes électriques et la précision serait encore douteuse, à cause d'une variation moins commode de la quantité $\frac{R^2}{u_p\ r_p}$ au voisinage de son zéro.

2° $h = 0{,}6\ .\ R$

On prend ici $\lambda = 2{,}1 . R$ et on a :

p	$\frac{u_p}{R}$	$\frac{r_p}{R}$	$\frac{u_p}{R}$	$\frac{r_{p,p+1}}{R}$	$\frac{A_{p,p+1}}{R^2}$	$\frac{R^2}{u_p r_p}$
1	0,235	0,118	1,200	0,235	0,212	36,0
2	0,110	0,292	1,200	0,345	0,124	31,1
3	0,094	0,396	1,200	0,439	0,111	26,9
4	0,091	0,487	1,200	0,530	0,111	22,6
5	0,096	0,580	1,200	0,626	0,126	18,0
6	0,115	0,687	1,200			12,7

Voir la configuration des lignes électriques figure (I-4 *f*). Il vient (voir diagramme fig. I-4 *h*) :

$$\lambda'' = 2{,}1\ .\ R\ .\ \frac{200}{194} = 2{,}474\ .\ R\ .$$

3° $h = 0{,}8\ .\ R$

On adopte $\lambda' = 2{,}1\ R$ et on a :

p	$\frac{u_p}{R}$	$\frac{r_p}{R}$	$\frac{u_p}{R}$	$\frac{r_{p,p+1}}{R}$	$\frac{A_{p,p+1}}{R^2}$	$\frac{R^2}{u_p r_p}$
1	0,234	0,122	1,600	0,234	0,296	35,0
2	0,114	0,301	1,620	0,348	0,166	29,2
3	0,102	0,408	1,620	0,450	0,142	24,0
4	0,095	0,505	1,610	0,545	0,152	20,8
5	0,100	0,601	1,520	0,645	0,168	16,6
6	0,110	0,718	1,240			12,7

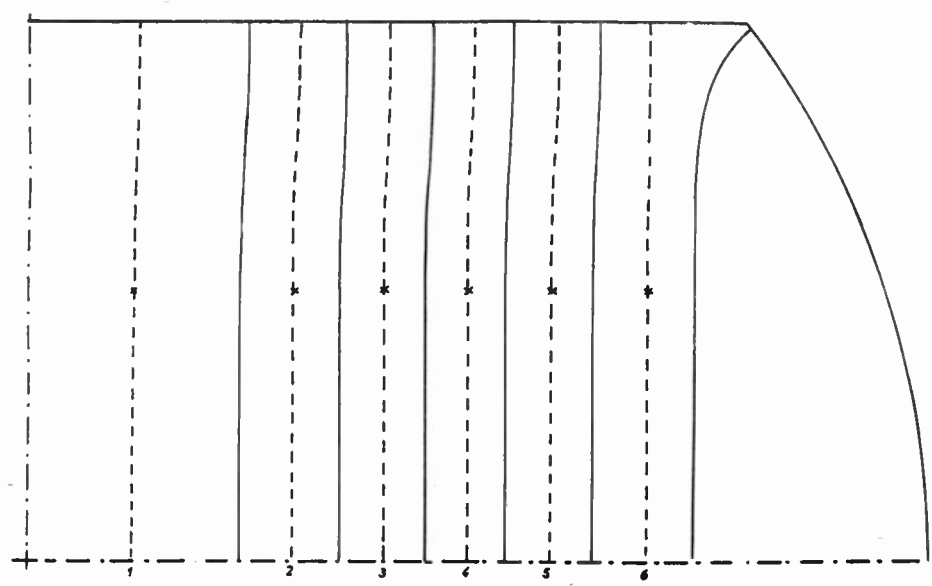


FIG. (I-4 *f*). — Cavité sphérique découpée. — $h = 0{,}6\ R$.

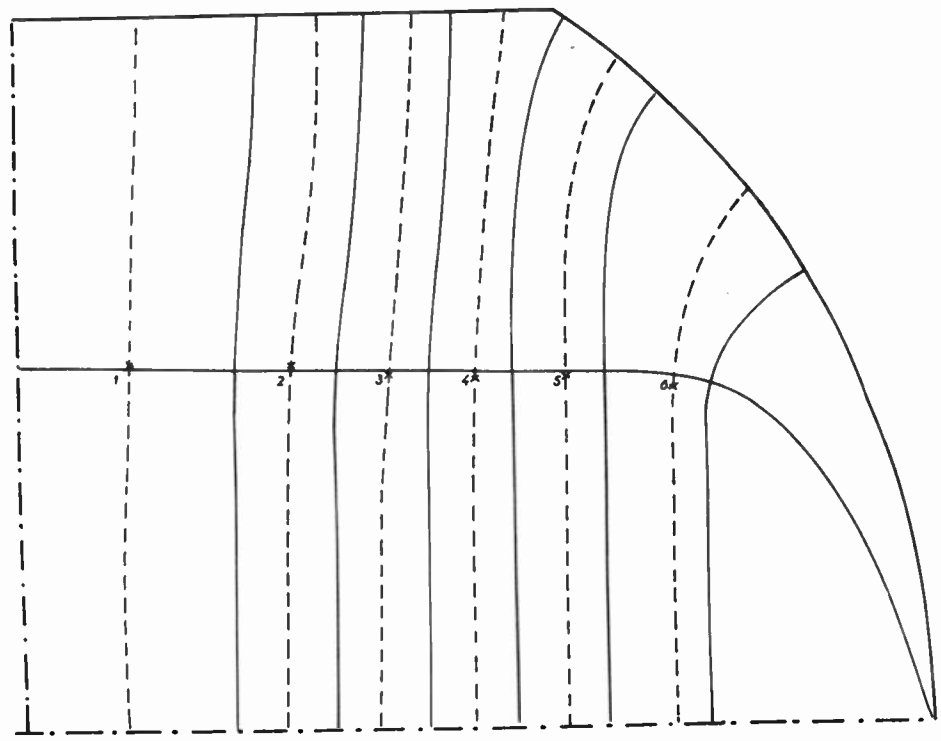


FIG. (I-4 g). — Cavité sphérique découpée. — $b = 0{,}8\ R$.

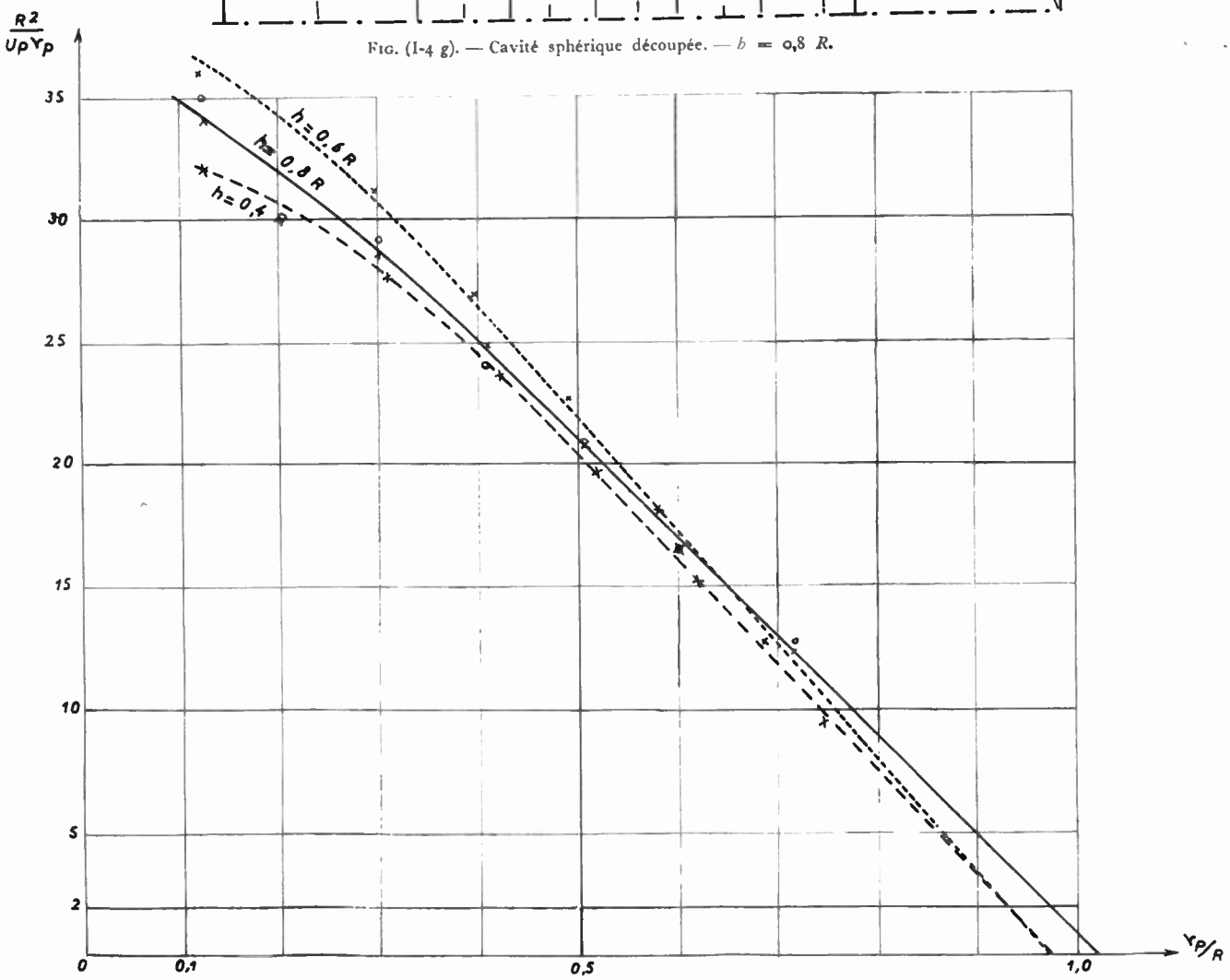


FIG. (I-4 *b*). — Correction des longueurs d'onde adoptées pour $b = 0{,}4\ R$, $0{,}6\ R$ et $0{,}8\ R$.

On trouve (voir les lignes électriques fig. I-4 *g* et le diagramme I-4 *h*) :

$$\lambda'' = 2{,}4 \,.\, R \,.\, \frac{200}{203{,}5} = 2{,}360 \,.\, R \,.$$

I - 5. Conclusions.

D'après les résultats des paragraphes précédents, on a tracé, figure (I-5 *a*), la courbe $(\lambda/R,\ h/R)$.

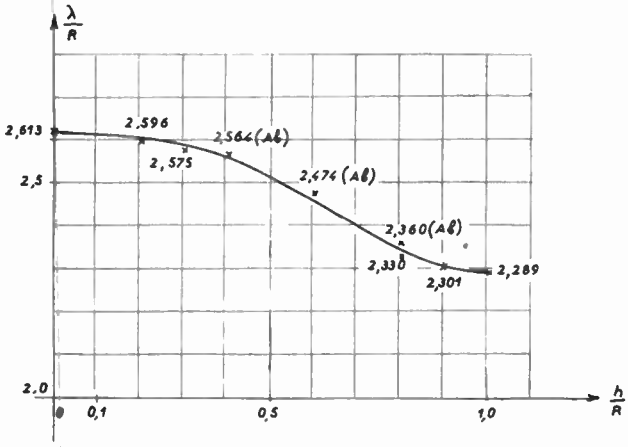


FIG. (I-5 *a*). — Cavité sphérique découpée. — Longueur d'onde de résonance. (*Ab* = points révélés par la méthode d'Abele).

On constate que les résultats, obtenus par deux méthodes différentes, sont assez concordants. En particulier, sur le point $h = 0{,}8\,.\,R$, les deux méthodes se croisent et on y constate un écartement de 1,3 %. Compte tenu des marges approximatives des méthodes employées, notamment de la méthode d'Abele, cette concordance doit être considérée comme satisfaisante.

On obtient, de la sorte, la loi de variation de la longueur d'onde de résonance de la famille des cavités sphériques découpées. La courbe obtenue couvre, pour ainsi dire, l'intervalle entre le cas du cylindre (mode E_{010}) et de la sphère (mode E_{101}).

On constate que le passage de la valeur $\lambda/R = 2{,}613$ (cylindre) à la valeur 2,289 (sphère) est régulière. Vers les deux bouts de la courbe, la variation est plus lente pour devenir plus rapide dans l'intervalle de $h/R = 0{,}4$ à 0,8, dans lequel, d'ailleurs, la chute de la longueur d'onde de résonance est quasi-linéaire.

I - 6. Proposition pour un ondemètre sphérique à mercure.

Connaissant la loi de variation de la longueur d'onde de résonance en fonction de *h*, on pourrait songer de l'utiliser, par exemple, à la construction d'un ondemètre sphérique à mercure.

On pourrait réaliser cet ondemètre de la façon suivante (voir fig. I-6 *a*). Une cavité hémi-sphérique est pratiquée dans un métal de bonne conductivité. La cavité hémi-sphérique joue le même rôle que la cavité sphérique, la longueur d'onde de résonance restant la même.

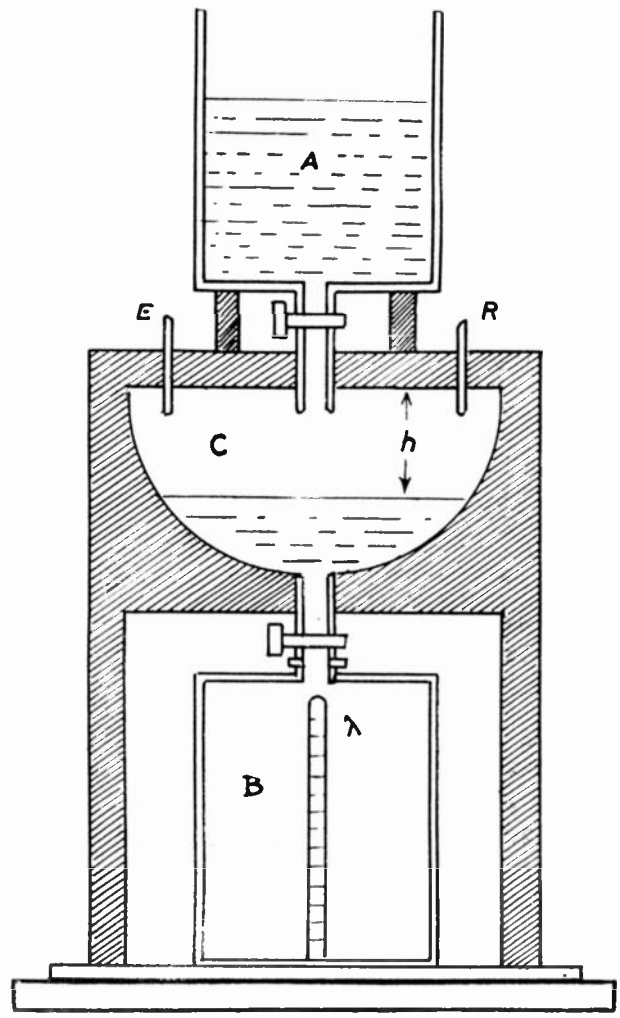


FIG. (I-6 *a*). — Ondemètre sphérique à mercure.

Dans la cavité on introduit un dispositif d'excitation (*E*) et un autre pour le contrôle de la résonance (*R*).

Deux récipients (*A* et *B*), contenant du mercure, suffisant à remplir la cavité, sont montés l'un au-dessus, l'autre au-dessous de la cavité. Ils sont munis de robinets et le deuxième (*B*) est amovible.

Pour la mesure, la cavité étant préalablement vidée et l'excitation mise en marche, on laisse couler progressivement du mercure du récipient *A* vers la cavité et on contrôle la résonance. Celle-ci étant obtenue, on ferme le robinet *A* et on ouvre le robinet *B*.

Pour connaître λ par la courbe de la figure (I-5 *a*), il suffit de connaître *h*, ou, ce qui revient au même, le volume du mercure versé dans la cavité. Ce même volume ayant passé dans le récipient *B*, on comprend qu'on peut graver sur les parois de ce récipient une échelle directement graduée en longueur d'onde.

Ce procédé de volumétrie efface, évidement, l'effet éventuel de la dilatation du mercure par variation de la température.

La mesure finie, on enlève le récipient B, on verse son mercure dans A et le dispositif est prêt à une mesure suivante.

Pour réaliser, par exemple, un tel ondemètre, fonctionnant aux environs de $\lambda = 10$ cm, on devrait donner à l'hémisphère un diamètre de 8 cm environ. Dans la bande de $\lambda = 3$ cm, il faudrait avoir un diamètre de 2,4 cm environ.

Des variantes plus commodes pourraient être conçues et un calcul d'erreur montrerait les avantages éventuels.

DEUXIÈME PARTIE

COEFFICIENT DE SURTENSION

II - 1. Introduction.

On sait que le coefficient de surtension (ou de qualité) d'une cavité est défini par :

$$Q = \omega \frac{\text{énergie électromagnétique contenue dans la cavité (joules)}}{\text{puissance de pertes (watts)}}. \qquad \text{(II-1)}$$

En général, on a à considérer des pertes par effet Joule, des pertes dans le diélectrique remplissant la cavité et des pertes par rayonnement, si la cavité présente des trous. En désignant par Q_J, Q_d et Q_r les coefficients de surtension partiels correspondant, on aura :

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_J} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_r}. \qquad \text{(II-2)}$$

Or, il se trouve que, le diélectrique remplissant tout le volume de la cavité :

$$Q_d = \frac{1}{\operatorname{tg} \alpha} \qquad \text{(II-3)}$$

avec α l'angle de perte du diélectrique. Dans la pratique, il est difficile d'obtenir un terme tg α inférieur à 2.10^{-4}. Donc, Q_d ne dépasse pas l'ordre de 5.000. Une qualité supérieure est, toutefois, possible, en utilisant des cavités à vide ; alors $Q_d \to \infty$ et Q est limité par les termes Q_J et Q_r. Pour les pertes par rayonnement on ne peut pas donner une expression générale : elles dépendent de la présence et de la formation des trous et d'autres ouvertures sur la cavité. Nous n'en parlerons plus ici, en ne considérant que des cavités entièrement fermées.

Il ne reste à discuter que le terme Q_J ; il se confond avec Q pour une cavité vide entièrement fermée ; pour un diélectrique, remplissant entièrement la cavité, on aura :

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_J} + \operatorname{tg} \alpha. \qquad \text{(II-4)}$$

Nous nous bornons, donc, au terme Q_J. Dans la théorie classique des cavités, partant de la définition (II-1), on démontre que :

$$Q_J = \frac{\mu_{diel}}{\mu_{met}} \cdot \frac{2}{\delta} \frac{\iiint_V H^2 \, dV}{\iint_S H^2 \, dS} \qquad \text{(II-5)}$$

avec : μ_{diel} = la perméabilité magnétique du diélectrique, remplissant la cavité,

μ_{met} = la perméabilité magnétique du métal de la cavité,

δ = la «pénétration» de l'onde électromagnétique dans le métal,

H = module du champ magnétique dans la cavité,

V = volume de la cavité,

S = surface de la cavité,

(système d'unités MKS rationalisé).

En général, on peut adopter $\mu_{diel} = \mu_{met}$ et il vient :

$$Q_J = \frac{2}{\delta} \cdot \frac{\iiint_V H^2 \, dV}{\iint_S H^2 \, dS}. \qquad \text{(II-6)}$$

Nous allons appliquer ce résultat dans les cas du cylindre, de la sphère et de la sphère découpée.

II - 2. Cavité cylindrique (Mode E_{010}).

Dans une cavité vibrante, on sait que :

$$\iiint_V \mu_{diel} H^2 \, dV = \iiint_V \varepsilon_{diel} E^2 \, dV, \qquad \text{(II-7)}$$

donc, l'équation fondamentale (II-5) s'écrit :

$$Q_J = \frac{\varepsilon_{diel}}{\mu_{met}} \cdot \frac{2}{\delta} \cdot \frac{\iiint_V E^2 \, dV}{\iint_S H^2 \, dS} \qquad \text{(II-8)}$$

avec : ε_{diel} = la constante diélectrique ($\varepsilon_0 . \varepsilon_r$, ε_r constante relative) du diélectrique, remplissant la cavité,

E = le champ électrique dans la cavité.

Or, comme déjà calculé (§ I-2) :

$$\iiint_V E^2 dV = 2\pi R^2 h J_1^2 (2,405).$$

D'autre part, compte tenu des équations (I-2) :

$$\iint_S H^2 dS = \frac{\varepsilon}{\mu} \iint_S J_0'^2 \left(2,405 \frac{r}{R}\right) dS =$$

$$= 2\frac{\varepsilon}{\mu}\int_0^R J_1^2\left(2,405 \frac{r}{R}\right).2\pi r . dr + \frac{\varepsilon}{\mu} J_1^2(2,405).2\pi R.(2h)$$

puisque $J_0'(z) = - J_1(z)$ et avec $2h$ la hauteur totale du cylindre (comme indiqué sur la fig. I-2 *a*).

Or, l'intégrale, figurant dans la dernière expression, c'est encore une intégrale de Lommel (8) :

$$\int_0^R J_1^2(k_c r) r dr = \frac{1}{2} R^2 \left[J_1'^2(k_c R) + \left(1 - \frac{1}{k_c^2 R^2}\right) J_1^2(k_c R)\right].$$

Par ailleurs (9) :

$$2 J_1'(z) = J_0(z) - J_2(z),$$

relation, qui doit être combinée avec (10) :

$$z^{-2} J_2(z) = -\frac{d}{zdz}(z^{-1} J_1(z)) = z^{-3} J_1(z) - z^{-2} J_1'(z),$$

soit : $$J_2(z) = z^{-1} J_1(z) - J_1'(z).$$

La combinaison donne (par élimination de J_2) :

$$J_1'(z) = J_0(z) - z^{-1} J_1(z)$$

et avec $z = k_c R$ et $J_0(k_c R) = 0$ (conditions aux limites), on obtient :

$$J_1'(k_c R) = - \frac{J_1(k_c R)}{k_c R}.$$

Introduisons dans l'expression de l'intégrale de Lommel ; il vient :

$$\int_0^R J_1^2(k_c r) r dr = \frac{1}{2} R^2 J_1^2(k_c R),$$

et par conséquent :

$$\iint_S H^2 dS = 2 . \frac{\varepsilon}{\mu} . 2\pi . \frac{1}{2} R^2 J_1^2 (k_c R) +$$

$$+ \frac{\varepsilon}{\mu} J_1^2(k_c R) . 2\pi R . 2h = \frac{\varepsilon}{\mu} 2\pi R (R + 2h) . J_1^2 (2,405).$$

Substituant les valeurs trouvées des intégrales dans l'équation (II-8), on obtient :

$$Q_J = \frac{\mu_{diel}}{\mu_{mel}} . \frac{R}{\delta} . \frac{1}{1 + \frac{R}{2h}} \qquad \text{(II-9)}$$

et avec $\mu_{diel} = \mu_{mel}$:

$$Q_J . \frac{\delta}{R} = \frac{1}{1 + \frac{R}{2h}} . \qquad \text{(II-10)}$$

Dans le cas, qui nous intéresse, la cavité sphérique découpée se confond, pour $h \ll R$, avec une cavité cylindrique, ayant un rapport $R/h \to \infty$. La surtension d'une telle cavité tend vers zéro, c'est-à-dire la courbe (Q_J, h/R) part du zéro, en montant, lorsque h/R augmente.

Considérons la cavité sphérique découpée comme approximativement cylindrique pour les valeurs $h = 0,1.R$ et $h = 0,2.R$ et appliquons l'équation (II-10) :

Pour $h = 0,1.R$:

$$Q_J . \frac{\delta}{R} = 0,167 \qquad \text{(II-11)}$$

Pour $h = 0,2.R$:

$$Q_J . \frac{\delta}{R} = 0,285. \qquad \text{(II-12)}$$

Pour des valeurs plus grandes du rapport h/R on s'écarterait sensiblement du cas du cylindre et l'approximation de l'équation (II-10) ne serait plus valable.

Ayant, ainsi, fixé le départ de la courbe de la surtension, nous allons maintenant chercher, visant l'autre bout de la courbe, à déterminer la surtension de la cavité sphérique ($h = R$). La courbe sera finalement formée par le calcul de quelques points intermédiaires. Ces points seront encore calculés par la méthode approximative, indiquée par M. Abele.

(8) Voir référence 3.

(9) Angot, p. 361, éq. 34.

(10) Angot, p. 364.

II - 3. Cavité sphérique (Mode E_{101}).

Dans le § I-3, on a déjà calculé :

$$\iiint_V E^2\,dV = \frac{30{,}56\ .\ \pi\ .\ 1{,}565}{R}\ .$$

Donc, pour appliquer l'équation (II-8), il reste à calculer l'intégrale figurant au dénominateur :

$$\iint_S H^2\,dS = \int_0^{\pi} H^2(2\pi R\sin\theta)\,.\,R\,d\theta = 2\pi R^2\int_0^{\pi} H^2\sin\theta\,.\,d\theta$$

soit, compte tenu des équations I-9 avec $r = R$:

$$\iint_S H^2\,dS = 2\pi R^2\,.\left[\frac{0{,}025}{\pi R^2}\sqrt{kR}\,.\,kR\,.\,J_{3/2}(kR)\right]^2\ .$$

$$.\int_0^{\pi}\sin^3\theta\,.\,d\theta = 2\pi R^2\,.\,\frac{0{,}000625}{\pi^2 R^4}(kR)^3 J_{3/2}^2(kR)\ .\ \frac{4}{3},$$

avec $kR = 2{,}744$.

Substituant dans l'équation (II-8), on trouve :

$$Q_J = \frac{\varepsilon_{diel}}{\mu_{met}}\,.\,\frac{R}{\delta}\ .\ 118400.$$

Or, $\varepsilon_{diel} = \varepsilon_0$ (cavité vide) et on admet $\mu_{met} = \mu_0$, avec $\varepsilon_0/\mu_0 = 1/(120\,\pi)^2$. On obtient ainsi :

$$Q_J\,\frac{\delta}{R} = 0{,}833. \qquad \text{(II-13)}$$

On pourrait comparer ce résultat avec celui qu'on obtiendrait dans le cas du cylindre avec $h = R$ (équation II-10) :

$$Q_J\,\frac{\delta}{R} = 0{,}666.$$

En supposant la sphère et le cylindre du même métal et de même rayon, on aura :

$$\frac{Q_J\ (\text{sphère})}{Q_J\ (\text{cyl.})} = \frac{0{,}833}{0{,}666}\,.\,\frac{\delta_{cyl.}}{\delta_{sph.}}\ .$$

Or, la pénétration est proportionnelle à la racine carrée de la longueur d'onde :

$$\frac{\delta_{cyl}}{\delta_{sph}} = \sqrt{\frac{\lambda_{cyl}}{\lambda_{sph}}} = \sqrt{\frac{2{,}613\,R}{2{,}289\,R}} = 1{,}068. \qquad \text{(II-14)}$$

Ce fait montre que, dans tous les résultats de cette partie $\left(\text{courbe } Q_J\,.\,\frac{\delta}{R}\,,\ h/R\right)$, pour un même métal et un même rayon, le rapport $\delta_{(h/R)_1}/\delta_{(h/R)_2}$ peut être considéré comme égal à l'unité, en première approximation tout au moins, puisque sa variation maximum est, alors, de 7 %. Ceci facilite l'interprétation des résultats, la courbe $\left(Q_J\,\frac{\delta}{R}\,,\ \frac{h}{R}\right)$ donnant directement l'allure de variation de la surtension.

En toute rigueur on aura :

$$\frac{Q_J\ (\text{sphère})}{Q_J\ (\text{cyl.})} = \frac{0{,}833}{0{,}666}\ .\ 1{,}068 = 1{,}336. \qquad \text{(II-15)}$$

c'est-à-dire, dans les conditions posées, la sphère, inscrite dans le cylindre, a une surtension de 34 % supérieure de celle du cylindre.

II - 4. Cavité sphérique découpée (points intermédiaires).

Pour les points intermédiaires de la courbe cherchée, on utilisera de nouveau la méthode indiquée par M. ABELE, que nous avons mentionnée dans la première partie (§ I-4). En ce qui concerne la surtension de la cavité, la méthode part de l'équation fondamentale (II-5), dans laquelle les intégrales y figurant sont calculées par un procédé graphoanalytique par l'intermédiaire du tracé des lignes de force électriques, effectué dans la première partie.

La méthode aboutit à la formule approximative générale :

$$Q_J = \frac{1}{2\pi^2}\,\frac{\mu_{diel}}{\mu_{met}}\,\frac{\lambda^2}{\delta}\cdot\frac{\sum_V \frac{v_p}{u_p\,r_p}}{\sum_S \left(p-\frac{1}{2}\right)^2\frac{u'_p}{r'_p}}, \qquad \text{(II-16)}$$

où toutes les grandeurs ont une signification déjà connue, sauf u'_p et r'_p. Par u'_p on désigne la longueur de l'arc de la ligne méridienne s (fig. I-4 *b*), qui a comme extrémités les points d'intersection de s avec les lignes électriques d'ordre $(p-1)$ et p. Par r'_p on désigne la distance du barycentre de l'arc u_p de l'axe de révolution Oz de la cavité.

La somme, figurant au numérateur de l'équation (II-16) s'étend dans tout le volume de la sphère, ce qui revient à la considérer dans toute la section méridienne de la cavité. La somme, figurant dans le dénominateur, s'étend sur toute la surface (intérieure) de la cavité, ce qui revient à la considérer le long de toute la ligne méridienne, limitant la cavité.

L'équation (II-16), en admettant en plus que $\mu_{diel} = \mu_{met}$, s'écrit :

$$Q_J = \frac{1}{2\pi^2}\,\frac{\lambda^2}{\delta R}\cdot\frac{\sum\limits_{V}\dfrac{v_p/R}{u_p\,r_p/R^2}}{\sum\limits_{S}\left(p-\dfrac{1}{2}\right)^2\dfrac{u'_p/R}{r'_p/R}}. \qquad \text{(II-17)}$$

C'est cette relation que nous allons appliquer dans les cas $h = 0{,}4\,R$, $0{,}6\,R$ et $0{,}8\,R$. Les valeurs des v_p/R, u_p/R et r_p/R sont données dans le § I-4 et les valeurs des u'_p/R et r'_p/R sont tirées des figures de configuration du champ électrique, qu'on trouve également dans le même paragraphe.

On dresse les tableaux suivants :

p	Valeurs de $\dfrac{v_p/R}{u_p\,r_p/R^2}$		
	$h = 0{,}4R$	$h = 0{,}6\,R$	$h = 0{,}8\,R$
1	25,6	43,4	56,0
2	22,0	37,5	47,2
3	19,0	32,2	39,0
4	15,8	27,1	33,6
5	12,2	21,6	25,3
6	7,5	15,2	15,8
7	4,8	3,6	2,8
$\Sigma\ldots =$	107,0	180,6	219,7

Or, pour $h = 0{,}4\,R$, on a trouvé (fig. I-5 *a*) :

$$\lambda \approx 2{,}56\,R,$$

d'où :

$$Q_J = \frac{1}{2\pi^2}\cdot\frac{107}{73{,}6}\cdot\frac{(2{,}56)^2\,.\,R^2}{\delta R},$$

c'est-à-dire :

$$Q_J\,\frac{\delta}{R} = 0{,}483. \qquad \text{(II-18)}$$

Cas $h = 0{,}6\,R$:

$$Q_J = \frac{1}{2\pi^2}\cdot\frac{\lambda^2}{\delta R}\cdot\frac{180{,}6}{89{,}1}$$

et avec $\lambda \approx 2{,}46\,R$ (pour $h = 0{,}6\,R$, fig. I-5 *a*) :

$$Q_J\,.\,\frac{\delta}{R} = 0{,}622. \qquad \text{(II-19)}$$

Cas $h = 0{,}8\,R$:

$$Q_J = \frac{1}{2\pi^2}\cdot\frac{\lambda^2}{\delta R}\cdot\frac{219{,}7}{87{,}2}$$

p	$(p-0{,}5)^2$	$h = 0{,}4\,R$			$h = 0{,}6\,R$			$h = 0{,}8\,R$		
		u'_p/R	r'_p/R	$(p-0{,}5)^2\,.\,\dfrac{u'_p}{R}\Big/\dfrac{r'_p}{R}$	u'_p/R	r'_p/R	$(p-0{,}5)^2\,.\,\dfrac{u'_p}{R}\Big/\dfrac{r'_p}{R}$	u'_p/R	r'_p/R	$(p-0{,}5)^2\,.\,\dfrac{u'_p}{R}\Big/\dfrac{r'_p}{R}$
1	0,25	0,250	0,125	0,50	0,245	0,122	0,50	0,270	0,135	0,50
2	2,25	0,118	0,309	0,86	0,110	0,300	0,82	0,120	0,330	0,82
3	6,25	0,101	0,419	1,50	0,095	0,402	1,48	0,095	0,437	1,36
4	12,25	0,098	0,518	2,32	0,090	0,495	2,24	0,127	0,545	2,85
5	20,25	0,106	0,621	3,45	0,095	0,587	3,29	0,135	0,657	4,16
6	30,25	0,150	0,750	6,05	0,170	0,770	6,70	0,260	0,785	10,00
7	42,25	0,500	0,952	22,10	0,650	0,935	29,50	0,540	0,952	23,90
$\Sigma\ldots =$				36,78			44,53			43,59

Les valeurs trouvées de $\sum (p-0{,}5)^2\,\dfrac{u'_p/R}{r'_p/R}$ ne concernent que la moitié de la ligne méridienne de la cavité et doivent être doublées, la cavité étant symétrique par rapport à son axe horizontal. De la sorte, l'application de l'équation (II-17) donne :

Cas $h = 0{,}4\,R$:

$$Q_J = \frac{1}{2\pi^2}\cdot\frac{107}{73{,}6}\cdot\frac{\lambda^2}{\delta R}.$$

et avec $\lambda \approx 2{,}34\,R$ (pour $h = 0{,}8\,R$, fig. I-5 *a*) :

$$Q_J\,.\,\frac{\delta}{R} = 0{,}699. \qquad \text{(II-20)}$$

Les résultats obtenus jusqu'ici, déterminent la courbe $\left(Q_J\,\dfrac{\delta}{R},\ h/R\right)$, tracée figure (II-4 *a*). On constate que les résultats obtenus, par des méthodes différentes, sont assez bien concordants (on ne

pourrait pas espérer une précision meilleure par la méthode d'Abele). La courbe a une allure qui monte régulièrement de zéro à la valeur maximum de 0,833 (sphère).

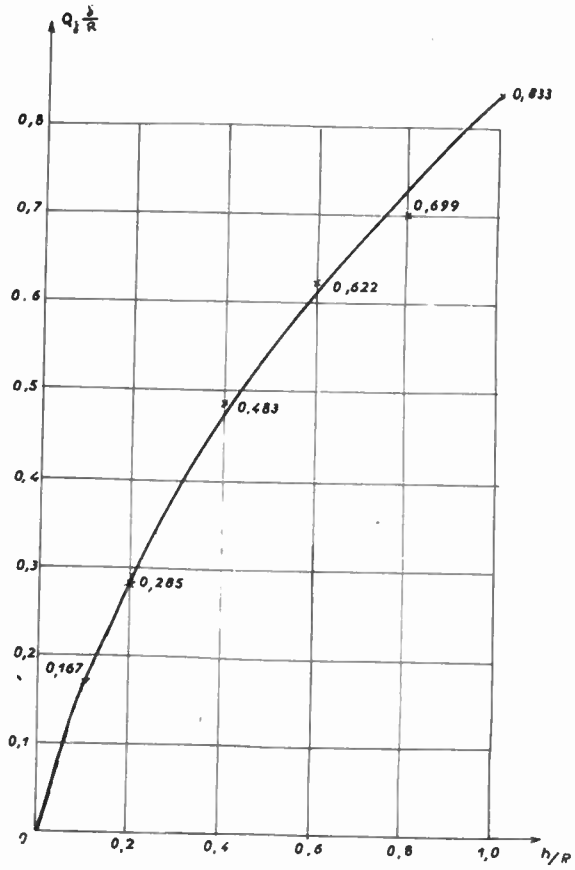


FIG. (II-4 *a*). — Variation de la surtension réduite avec le degré de découpage.

II - 5. Applications dans les bandes 3 et 10 cm.

Pour mieux illustrer les résultats obtenus, nous donnons ci-après deux exemples : une application dans la bande de 3 cm et une autre dans la bande de 10 cm. On choisit, d'abord, les rayons correspondants de la cavité : 1,22 cm pour la bande « 3 cm » et 4,08 cm pour la bande « 10 cm ». La courbe figure (I-5 *a*) donne la variation (absolue) de la longueur d'onde de résonance (en cm) en fonction de la variable h/R. Comme indiquée sur la figure (II-5 *a*), cette variation couvre l'intervalle de 3,19 à 2,79 cm pour la première bande, et de 10,66 à 9,33 cm pour la seconde. Le rapport des longueurs d'onde extrêmes reste constant (1 : 1,14) dans tous les cas, mais, évidemment, l'étendue de la bande de 10 cm est plus large que celle de la bande de 3 cm.

La cavité est supposée comme constituée de cuivre, ayant une conductivité $\sigma = 58.10^6$ mhos/m (et une perméabilité magnétique $\mu = \mu_0 = 4\pi.10^{-7}$ H/m). On suppose que la cavité est vide.

La profondeur de pénétration δ étant donnée par la relation :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \qquad \text{(II-21)}$$

(unités MKS rationalisées) et tenant compte que

$$\omega = 2\pi f = 2\pi . \frac{c}{\lambda} \qquad (c = 3.10^8 \text{ m/s}),$$

on trouve :

$$\delta = 38{,}16 \,.\, 10^{-6} \sqrt{\lambda_{(cm)}} \quad \text{(cm)}. \qquad \text{(II-22)}$$

Ensuite, on dresse les tableaux suivants, dans lesquels les valeurs λ/R et $Q_J \frac{\delta}{R}$ en fonction de h/R sont tirées des figures I-5*a* et II-4*a* respectivement.

R = 1,22 cm (bande de 3 cm)

h/R	λ/R	$\lambda_{(cm)}$	$\delta.10^6$ (cm)	$\frac{R}{\delta}.10^{-3}$	$Q_J.\frac{\delta}{R}$	Q_J
0,0	2,61	3,19	68,1	17,9	0,000	0000
0,1	2,61	3,19	68,1	17,9	0,167	3000
0,2	2,60	3,17	67,9	18,0	0,285	5100
0,4	2,56	3,12	67,4	18,1	0,470	8500
0,6	2,46	3,00	66,1	18,4	0,610	11200
0,8	2,34	2,85	64,4	18,9	0,730	13800
1,0	2,29	2,79	63,8	19,2	0,833	16000

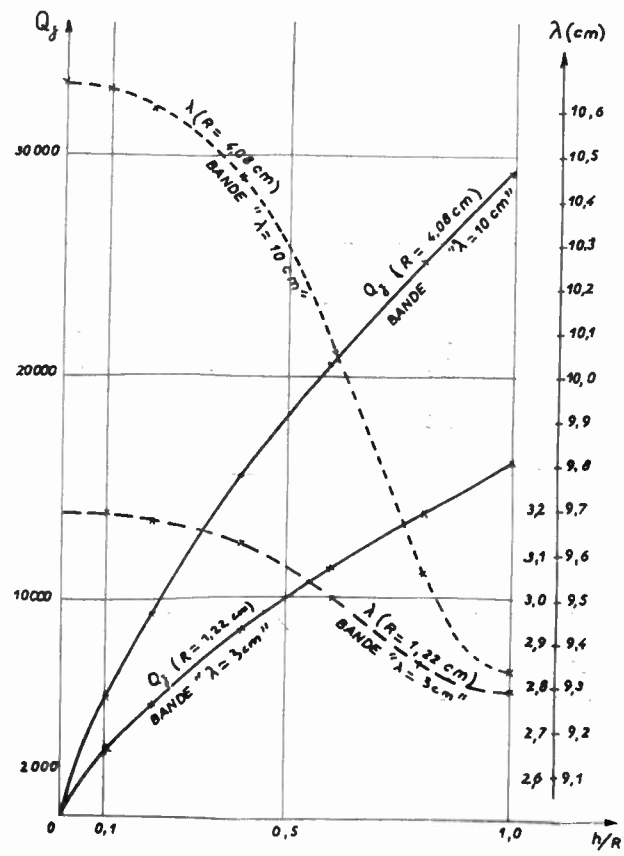


FIG. (II-5*a*). — Exemples : variation de la surtension dans les bandes de 3 et de 10 cm.

$R = 4{,}08$ cm (bande de 10 cm)

h/R	λ/R	$\lambda_{(cm)}$	$\delta.10^6$ (cm)	$\frac{R}{\delta}.10^{-3}$	$Q_J.\frac{\delta}{R}$	Q_J
0,0	2,61	10,66	125	32,6	0,000	0000
0,1	2,61	10,65	125	32,6	0,167	5400
0,2	2,60	10,60	125	32,6	0,285	9300
0,4	2,56	10,45	124	32,9	0,470	15400
0,6	2,46	10,05	121	33,6	0,610	20500
0,8	2,34	9,55	118	34,5	0,730	25200
1,0	2,29	9,33	117	34,9	0,833	29100

Les courbes de la surtension Q_J en fonction de la variable h/R sont tracées figure II-5*a*. Elles varient régulièrement de zéro à une valeur maximum (sphère). La courbe correspondant à la bande « 10 cm » se trouve au-dessus de la courbe correspondant à la bande « 3 cm » ; en effet, pour une longueur d'onde plus longue, la cavité a des dimensions plus grandes et sa surtension est plus élevée. En outre, on constate aisément que la surtension de la cavité sphérique découpée est légèrement supérieure à celle de la cavité cylindrique correspondante, ayant le même rayon et la même hauteur, la différence devenant plus marquée lorsque le rapport h/R augmente (la différence maximum correspond au cas de la sphère, $h/R = 1$).

SUR UNE MÉTHODE D'INTÉGRATION DES ÉQUATIONS DE MAXWELL

PAR

R. VALLÉE

Ingénieur
au Laboratoire Industriel d'Electricité

PREMIÈRE PARTIE. — *Méthode d'intégration des équations de Maxwell dans le cas du vide.*

DEUXIÈME PARTIE. — *Applications.*

PREMIÈRE PARTIE

I. Théorème préliminaire.

Etant donné un champ de vecteurs $\vec{V}(x, y, z)$ ramené à trois axes de coordonnées trirectangulaires $\vec{ox}$, $\vec{oy}$, $\vec{oz}$, les deux relations vectorielles suivantes :

$$\vec{V}.\ \overrightarrow{\text{Rot}}\ \vec{V} = 0 \tag{1}$$

$$\overrightarrow{\text{Rot}}\left[\frac{\overrightarrow{\text{Rot}}\ \vec{V}\Lambda\vec{V} - \vec{V}\ \text{Div}\ \vec{V}}{V^2}\right] = 0 \tag{2}$$

sont nécessaires et suffisantes pour qu'il existe dans le domaine considéré un facteur intégrant $S(x, y, z)$ tel que l'on ait :

$$S(V_x\,dx + V_y\,dy + V_z\,dz) = dU \tag{3}$$

la fonction $U(x, y, z)$ étant une fonction harmonique c'est-à-dire telle que $\Delta U = 0$.

1° *Condition nécessaire.*

Si la relation (3) est vérifiée, nous pouvons écrire :

$$\vec{V} = \frac{1}{S}\overrightarrow{\text{grad}}\ U \quad \text{avec } \Delta U = 0$$

il en résulte

$$\left|\begin{array}{l} \overrightarrow{\text{Rot}}\ \vec{V} = -\dfrac{\overrightarrow{\text{grad}}\ S}{S^2}\ \Lambda\ \overrightarrow{\text{grad}}\ U \\ \text{Div}\ \vec{V} = -\dfrac{\overrightarrow{\text{grad}}\ S}{S^2} - \overrightarrow{\text{grad}}\ U \end{array}\right.$$

et nous obtenons bien

$$\vec{V}.\ \overrightarrow{\text{Rot}}\ \vec{V} = 0 \tag{1}$$

$$\overrightarrow{\text{Rot}}\left[\frac{\overrightarrow{\text{Rot}}\ \vec{V}\Lambda\vec{V} - \vec{V}\ \text{Div}\ \vec{V}}{V^2}\right] = \overrightarrow{\text{Rot}}\ \frac{\overrightarrow{\text{grad}}\ S}{S} = 0 \tag{2}$$

2° *Condition suffisante.*

Si les relations (1) et (2) sont vérifiées, nous pouvons écrire :

$$\frac{\overrightarrow{\text{Rot}}\ \vec{V}\Lambda\vec{V} - \vec{V}\ \text{Div}\ \vec{V}}{V^2} = \frac{\overrightarrow{\text{grad}}\ S}{S} \tag{2'}$$

en multipliant (2') scalairement par $\vec{V}$ on obtient :

$$\overrightarrow{\text{grad}}\ S.\ \vec{V} + S\ \text{Div}\ \vec{V} \equiv 0 \tag{a}$$

en multipliant (2') vectoriellement par $\vec{V}$ et en tenant compte de (1), on obtient :

$$b) \qquad \overrightarrow{\text{grad}}\, S \wedge \vec{V} + S\, \overrightarrow{\text{Rot}}\, \vec{V} \equiv 0$$

mais *a*) et *b*) ne sont autres que les expressions de

$\text{Div}\, \overrightarrow{SV}$ et $\overrightarrow{\text{Rot}}\, SV$

$$a) \qquad \text{Div}\, \overrightarrow{SV} \equiv 0$$

$$b) \qquad \overrightarrow{\text{Rot}}\, SV \equiv 0$$

par suite, il existe une fonction U telle que $\overrightarrow{SV} = \overrightarrow{\text{grad}}\, U$ avec $\Delta U = O$ ce qui peut s'écrire $S(V_x\,dx + V_y\,dy + V_z\,dz) = dU$ avec $\Delta U = 0$.

II. Définitions.

L'espace étant toujours ramené à trois axes de coordonnées rectangulaires formant un trièdre de sens direct $\vec{Ox}$, $\vec{Oy}$, $\vec{Oz}$, donnons nous un champ de vecteurs $\vec{Q}\,(s_0, s_1, \ldots, s_n)$ dans lequel s_0, s_1, $s_2 \ldots s_n$ représentent des fonctions de x, y, z coordonnées de l'origine du champ.

Nous supposerons que, dans tout ce qui suit, ces fonctions ainsi que les composantes Q_x, Q_y, Q_z et leurs dérivées partielles par rapport à l'une quelconque de ces fonctions ou des variables x, y, z sont définies et continues dans le domaine envisagé.

Ceci posé, nous savons que :

$$\left|\begin{array}{l} \overrightarrow{\text{Rot}}\, Q = \sum_{i=o}^{i=n} \overrightarrow{\text{grad}}\, s_i \wedge \dfrac{\vec{\partial Q}}{\partial s_i} \\ \text{Div}\, \vec{Q} = \sum_{i=o}^{i=n} \overrightarrow{\text{grad}}\, s_i \cdot \dfrac{\vec{\partial Q}}{\partial s_i} \end{array}\right.$$

pour étendre ces notations dans l'étude qui suit, nous définirons les symboles suivants :

Etant donné un champ $\vec{Q}\,(x, y, z, s)$ ou une fonction $U\,(x, y, z, s)$ dans lesquels s est elle-même fonction de x, y, z, nous désignerons symboliquement par :

$$\frac{\vec{\partial Q}}{\partial x}_{s=c^{te}} \quad \frac{\vec{\partial Q}}{\partial y}_{s=c^{te}} \quad \frac{\vec{\partial Q}}{\partial z}_{s=c^{te}} \quad \overrightarrow{\text{Rot}}\, Q_{s=c^{te}} \quad \text{Div}\, \vec{Q}_{s=c^{te}}$$

$$\overrightarrow{\text{grad}}\, U_{s=c^{te}} \quad \Delta U_{s=c^{te}}$$

les dérivées partielles, le rotationnel, la divergence des vecteurs $\vec{Q}$ le gradient et la laplacienne de la fonction U, obtenus en dérivant par rapport aux variables x, y, z, *non contenues dans la fonction s, c'est-à-dire en considérant provisoirement dans ces opérations, la fonction s (x, y, z) comme une constante.*

De ces définitions résultent immédiatement les relations suivantes :

$$\left|\begin{array}{l} \dfrac{\vec{\partial Q}}{\partial x} = \dfrac{\vec{\partial Q}}{\partial x_{s=c^{te}}} + \dfrac{\vec{\partial Q}}{\partial s} \cdot \dfrac{\partial s}{\partial x} \\ \dfrac{\vec{\partial Q}}{\partial y} = \dfrac{\vec{\partial Q}}{\partial y_{s=c^{te}}} + \dfrac{\vec{\partial Q}}{\partial s} \cdot \dfrac{\partial s}{\partial y} \\ \dfrac{\vec{\partial Q}}{\partial z} = \dfrac{\vec{\partial Q}}{\partial z_{s=c^{te}}} + \dfrac{\vec{\partial Q}}{\partial s} \cdot \dfrac{\partial s}{\partial z} \end{array}\right.$$

$$\left|\begin{array}{l} \overrightarrow{\text{Rot}}\, Q = \overrightarrow{\text{Rot}}\, Q_{s=c^{te}} + \overrightarrow{\text{grad}}\, s \wedge \dfrac{\vec{\partial Q}}{\partial s} \\ \text{Div}\, \vec{Q} = \text{Div}\, \vec{Q}_{s=c^{te}} + \overrightarrow{\text{grad}}\, s \cdot \dfrac{\vec{\partial Q}}{\partial s} \\ \overrightarrow{\text{grad}}\, U = \overrightarrow{\text{grad}}\, U_{s=c^{te}} + \dfrac{\partial U}{\partial s} \cdot \overrightarrow{\text{grad}}\, s \end{array}\right.$$

III. Équations de Maxwell.

a) Généralités.

Heaviside ayant montré que les équations de Maxwell dans le cas du vide pouvaient se mettre sous la forme simple suivante :

$$(1) \quad \left|\begin{array}{l} \overrightarrow{\text{Rot}}\, Q = \dfrac{\vec{\partial Q}}{\partial T} \\ \text{Div}\, \vec{Q} = O \end{array}\right. \qquad \text{avec} \quad \left|\begin{array}{l} \vec{Q} = \vec{H} + j\vec{E} \\ T = jct \\ j^2 = -1 \end{array}\right.$$

nous utiliserons ces relations en les modifiant légèrement en fonction des définitions précédentes.

Le champ complexe $\vec{Q}$ est en général fonction de x, y, z et T mais nous pouvons choisir, et ceci d'une infinité de façons, une fonction $s\,(x, y, z, T)$, telle que le champ soit de la forme : $\vec{Q}\,(x, y, z, s)$, *la variable T n'apparaissant plus isolément dans les composantes Qx, Qy, Qz.*

Nous pouvons alors écrire les relations (1), sous la forme :

$$(2) \quad \left|\begin{array}{l} \overrightarrow{\text{grad}}\, s \wedge \dfrac{\vec{\partial Q}}{\partial s} + \overrightarrow{\text{Rot}}\, Q_{s=c^{te}} = \dfrac{\vec{\partial Q}}{\partial s} \cdot \dfrac{\partial s}{\partial T} \\ \overrightarrow{\text{grad}}\, s \cdot \dfrac{\vec{\partial Q}}{\partial s} + \text{Div}\, \vec{Q}_{s=c^{te}} = 0 \end{array}\right.$$

b) Systèmes d'ondes transverses.

Les équations (2) peuvent s'intégrer dans un cas particulier intéressant qui correspond à l'hypothèse suivante :

$$(3)\quad \left|\begin{array}{l} \overrightarrow{\mathrm{Rot}\ Q}_{s=C^{te}} = 0 \\ \mathrm{Div}\ \vec{Q}_{s=C^{te}} = 0 \end{array}\right.$$

Nous allons montrer que le système (2) correspond dans ce cas à un système d'ondes transverses. Que la famille des surfaces d'onde admet pour équation $s\,(x, y, z, T) = C^{te}$, et, qu'en se donnant à priori une famille de surfaces d'onde, il est possible d'intégrer (2) en tenant compte du théorème préliminaire (I).

Si l'hypothèse (3) est vérifiée, nous savons qu'il existe alors une fonction $U\,(x, y, z, s)$ telle que :

$$\vec{Q} = \overrightarrow{\mathrm{grad}\ U}_{s=C^{te}} \quad \text{et} \quad \Delta U_{s=C^{te}} = 0$$

le système (2) se ramène alors aux égalités :

$$(4)\quad \left|\begin{array}{l} \overrightarrow{\mathrm{grad}\ s} \wedge \dfrac{\partial \vec{Q}}{\partial s} = \dfrac{\partial Q}{\partial s} \cdot \dfrac{\partial s}{\partial T} \\ \overrightarrow{\mathrm{grad}\ s} \cdot \dfrac{\partial \vec{Q}}{\partial s} = 0 \end{array}\right.$$

nous supposerons que $\dfrac{\partial \vec{Q}}{\partial s} \neq 0$ et $\dfrac{\partial s}{\partial T} \neq 0$

De (4) nous tirons immédiatement les deux égalités suivantes :

$$(5)\quad (\overrightarrow{\mathrm{grad}\ s})^2 + \left(\frac{\partial s}{\partial T}\right)^2 = 0$$

$$(6)\quad \left(\frac{\partial Q}{\partial s}\right)^2 = 0$$

(5) est obtenu en multipliant vectoriellement la première relation de (4) par $\overrightarrow{\mathrm{grad}\ s}$ et en tenant compte de $\overrightarrow{\mathrm{grad}\ s} \cdot \dfrac{\partial \vec{Q}}{\partial s} = 0$.

(6) est obtenu en multipliant scalairement la première égalité de (4) par $\dfrac{\partial \vec{Q}}{\partial s}$.

Interprétations géométriques de (5) et (6)

$$(5)\quad (\overrightarrow{\mathrm{grad}\ s})^2 + \left(\frac{\partial s}{\partial T}\right)^2 = 0$$

Si l'on considère la famille de surface $s(x, y, z, T) = C^{te}$ cette famille de surface dépend du paramètre T c'est-à-dire que la surface $s\,(x, y, z, T) = C^{te}$ se déforme en fonction du temps t.

Envisageons un déplacement $\vec{dl}$ de composantes dx, dy, dz d'un point de cette surface pendant l'intervalle de temps dt de telle manière que ce point reste sur la surface $s = C^{te}$, ce qui se traduit par l'égalité :

$$\frac{\partial s}{\partial x}\,dx + \frac{\partial s}{\partial y}\,dy + \frac{\partial s}{\partial z}\,dz + \frac{\partial s}{\partial T}\,dT = 0$$

ou encore :

$$\overrightarrow{\mathrm{grad}\ s} \cdot \vec{dl} + \frac{\partial s}{\partial T}\,dT = 0$$

en choisissant le déplacement $\vec{dl}$ de telle manière que ce déplacement et $\overrightarrow{\mathrm{grad}\ s}$ soient colinéaires, nous pouvons écrire :

$$\left(\frac{dl}{dT}\right)^2 = \frac{1}{(\overrightarrow{\mathrm{grad}\ s})^2}\left(\frac{\partial s}{\partial T}\right)^2$$

et, en tenant compte de (5), on trouve finalement

$$\left(\frac{dl}{dT}\right)^2 = 1$$

mais $T = jct$ et :

$$\boxed{\left(\frac{dl}{dt}\right)^2 = c^2}$$

Cette égalité exprime que chaque point de la surface $s\,(x, y, z, T) = C^{te}$ se déplace suivant la normale à la surface avec une vitesse (c).

Bien que les fonctions (*s*) ne soient pas nécessairement des fonctions périodiques du temps, nous dirons, par définition que ces surfaces sont les surfaces d'onde de la perturbation envisagée.

$$(6)\quad \left(\frac{\partial \vec{Q}}{\partial s}\right)^2 = 0$$

si $\dfrac{\partial \vec{Q}}{\partial s}$ était réel, cette égalité ne pourrait avoir lieu

que si $\frac{\partial Q}{\partial s}$ était nul. Mais $\vec{Q} = \vec{H} + j\vec{E}$ et par suite :

$$\left(\frac{\partial \vec{Q}}{\partial s}\right)^2 = \left(\frac{\partial \vec{H}}{\partial s}\right)^2 - \left(\frac{\partial E}{\partial s}\right)^2 + 2j\,\frac{\partial \vec{H}}{\partial s} \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial s} = 0$$

ce qui donne simultanément :

$$(7) \qquad \left| \begin{array}{l} \left(\dfrac{\partial \vec{H}}{\partial s}\right)^2 = \left(\dfrac{\partial \vec{E}}{\partial s}\right)^2 \\ \dfrac{\partial \vec{H}}{\partial s} \cdot \dfrac{\partial \vec{E}}{\partial s} = 0 \end{array} \right.$$

si, de plus, $\overrightarrow{\text{grad}}\, s$ est réel, nous avons :

$$\overrightarrow{\text{grad}}\, s \cdot \frac{\partial \vec{Q}}{\partial s} = 0$$

c'est-à-dire :

$$\overrightarrow{\text{grad}}\, s \cdot \frac{\partial \vec{H}}{\partial s} + j\,\overrightarrow{\text{grad}}\, s \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial s} = 0$$

ou :

$$(8) \qquad \left| \begin{array}{l} \overrightarrow{\text{grad}}\, s \cdot \dfrac{\partial \vec{H}}{\partial s} = 0 \\ \overrightarrow{\text{grad}}\, s \cdot \dfrac{\partial \vec{E}}{\partial s} = 0 \end{array} \right.$$

par intégration de $\frac{\partial \vec{H}}{\partial s}$ et $\frac{\partial \vec{E}}{\partial s}$ par rapport à (s) et en éliminant les champs constants résultant de l'intégration qui ne dépendent plus de (s) et par suite du temps t, et qui ne présentent pas d'intérêt pour l'étude de la propagation, nous pouvons étendre les relations (7) et (8) aux champs $\vec{H}$ et $\vec{E}$ eux-mêmes.

Nous avons alors :

$$(9) \qquad \left| \begin{array}{l} |\vec{H}| = |\vec{E}| \\ \vec{H} \cdot \vec{E} = 0 \\ \overrightarrow{\text{grad}}\, s \cdot \vec{H} = \overrightarrow{\text{grad}}\, s \cdot \vec{E} = 0 \end{array} \right.$$

ce qui exprime que les champs sont égaux en module, perpendiculaires entre eux et tangents à la surface d'onde passant par leur origine. Nous avons donc dans le cas envisagé un système d'ondes transverses.

IV. Intégration des équations de Maxwell dans le cas des ondes transverses.

Cette intégration se fait en deux temps :

1er *temps* : Choix d'une famille de surface d'onde $s\,(x, y, z, T)$ telles que :

$$\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial s}{\partial y}\right)^2 + \left(\frac{\partial s}{\partial z}\right)^2 + \left(\frac{\partial s}{\partial T}\right)^2 \equiv 0$$

ces surfaces sont des surfaces parallèles et peuvent se mettre toujours sous la forme :

$$s = S\,(x, y, z) \pm jT$$

grad s étant un vecteur unité.

2e *temps* : s étant connu, recherche des champs complexes $\vec{Q}$ tels que :

$$\vec{Q} = \overrightarrow{\text{grad}}\, U \quad \text{avec} \quad \Delta U_{s=c^{te}} = 0$$

en utilisant le théorème énoncé au début de cette étude en éliminant les constantes d'intégration et en intégrant par rapport à (s), les équations du système (2) s'écrivent :

$$(2) \qquad \left| \begin{array}{l} \overrightarrow{\text{grad}}\, s \wedge \vec{Q} = \vec{Q}\,\dfrac{\partial s}{\partial T} = \pm j\vec{Q} \\ \overrightarrow{\text{grad}}\, s \cdot \vec{Q} = 0 \end{array} \right.$$

la méthode consiste à écrire, connaissant (s) les 3 égalités scalaires correspondant à la première relation $\overrightarrow{\text{grad}}\, s \wedge \vec{Q} = \pm jQ$. De ces trois égalités on peut tirer, par exemple Q_x et Q_y en fonction de Q_z, et l'on obtient :

$$\left| \begin{array}{l} Q_x = A\,(x, y, z)\, Q_z \\ Q_y = B\,(x, y, z)\, Q_z \end{array} \right.$$

mais nous devons avoir :

$$Q_x\,dx + Q_y\,dy + Q_z\,dz = dU_{s=c^{te}} \quad \text{avec} \quad \Delta U_{s=c^{te}} = 0$$

soit :

$$Q_z\,(A\,dx + B dy + dz) = dU_{s=c^{te}}$$

Q_z est donc un facteur intégrant au sens défini dans le théorème préliminaire. Connaissant (s), nous connaissons A et B, et, par suite, le vecteur

$$\vec{V} \left| \begin{array}{l} A \\ B \\ 1 \end{array} \right.$$

mais comme $|\vec{Q}|^2 = 0$ nous aurons $A^2 + B^2 + 1 = 0$ il faudra donc séparer la partie réelle de la partie complexe de $\vec{V}$

$$\vec{V} = \vec{V}_1 + j\vec{V}_2$$

on vérifiera ensuite (ce qui n'est pas toujours vrai) que

$$\vec{V}_1 \,.\, \overrightarrow{\text{Rot}\ V_1} = \vec{V}_2 \,.\, \overrightarrow{\text{Rot}\ V_2} = 0$$

et :

$$\frac{\overrightarrow{\text{Rot}\ V_1} \wedge \vec{V}_1 - \vec{V}_1\ \text{Div}\ \vec{V}_1}{V_1^2}$$

$$= \frac{\overrightarrow{\text{Rot}\ V_2} \wedge \vec{V}_2 - \vec{V}_2\ \text{Div}\ \vec{V}_2}{V_2^2} = \frac{\overrightarrow{\text{grad}\ Q_z}}{Q_z}_{s=Cte}$$

Cette deuxième égalité permet alors de calculer Q_z, et par suite Q_x et Q_y résultent des égalités :

$$\left| \begin{array}{l} Q_x = A\, Q_z \\ Q_y = B\, Q_z \end{array} \right.$$

Ondes planes :

Cette méthode s'applique très bien dans le cas des ondes planes en prenant par exemple :

$$S = \alpha x + \beta y + \gamma z \pm jT \quad \text{avec} \quad \alpha^2 + \beta^2 + \gamma^2 = 1$$

mais, dans ce cas, elle ne présente pas d'intérêt puisque l'intégration peut se faire bien plus simplement par d'autres méthodes.

Ondes sphériques :

C'est dans le cas des ondes sphériques que la méthode présente un intérêt réel. En effet, lorsqu'on est amené à étudier des phénomènes de propagation à vitesse constante dans des milieux homogènes et isotropes, il est intéressant de se ramener aux phénomènes des ondes sphériques à partir d'une origine ponctuelle.

Cette étude particulière est susceptible de s'étendre plus facilement aux cas d'une origine ou de plusieurs origines non ponctuelles qu'il est souvent possible de considérer comme des ensembles de sources ponctuelles élémentaires. Malheureusement, pour le cas des équations de Maxwell, il n'existe pas une onde sphérique type, mais une infinité d'ondes sphériques transverses ou non, qui proviennent du fait que ces équations sont vectorielles et non scalaires. Il faudra donc, parmi les solutions possibles, retenir celles qui ont le plus d'intérêt pratique. C'est ce que nous allons tenter de faire dans ce qui suit.

V. Ondes sphériques transverses.

Nous prendrons comme surfaces d'onde la famille de sphères ayant pour centre l'origine des coordonnées. Les fonctions (s) sont alors de la forme :

$$s = r \pm jT \qquad r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$$

1. — Emission :

Si les ondes sont émises à partir de l'origine, nous avons :

$$s = r + jT \quad \text{c'est-à-dire} \quad s = r - ct$$

par suite :

$$\frac{\partial s}{\partial x} = \frac{x}{r} \quad \frac{\partial s}{\partial y} = \frac{y}{r} \quad \frac{\partial s}{\partial z} = \frac{z}{r} \quad \frac{\partial s}{\partial T} = j$$

nous devons avoir $\overrightarrow{\text{grad}\, s} \wedge \vec{Q} = j\vec{Q}$

d'où :

$$\left| \begin{array}{l} \dfrac{y}{r} Q_z - \dfrac{z}{r} Q_y = jQ_x \\ \dfrac{z}{r} Q_x - \dfrac{x}{r} Q_z = jQ_y \\ \dfrac{x}{r} Q_y - \dfrac{y}{r} Q_x = jQ_y \end{array} \right.$$

en supposant $Q_z \neq 0$, nous pouvons tirer :

$$Q_x = -\frac{(jyr + zx)}{\rho^2} \,.\, Q_z$$

$$Q_y = \frac{jx \,.\, r - yz}{\rho^2} \,.\, Q_z \qquad \rho^2 = x^2 + y^2$$

il faut donc que :

$$\frac{Q_z}{\rho^2}\left[-(jyr + zx)\,dx + (jx\,r - yz)\,dy + \rho^2 dz\right] = dU_{s=Cte}$$

$$\vec{V} = \vec{V}_1 + j\vec{V}_2 \left| \begin{array}{lll} -xz - jyr & \overrightarrow{Rot\ V_1} & 3y \\ -yz + jxr & & -3x \quad Div\ \vec{V}_1 = -2z \\ \rho^2 + 0 & & 0 \end{array} \right.$$

$$\overrightarrow{Rot\ V_2} \left| \begin{array}{l} -yr \\ xr \quad Div\ \vec{V}_2 = 0 \\ 0 \end{array} \right.$$

nous avons bien les égalités :

$$\vec{V}_1\ \overrightarrow{Rot\ V_1} = \vec{V}_2\ \overrightarrow{Rot\ V_2} = 0$$

et

$$\frac{\overrightarrow{Rot\ V_2}\Lambda\vec{V}_2 - \vec{V}_2\ Div\ \vec{V}_2}{V_2^2} = \frac{\overrightarrow{Rot\ V_1}\Lambda\vec{V}_1 - \vec{V}_1\ Div\ \vec{V}_1}{V_1^2} =$$

$$\begin{vmatrix} -\frac{2x}{\rho^2} - \frac{x}{r^2} \\ -\frac{2y}{\rho^2} - \frac{y}{r^2} \\ -\frac{z}{r^2} \end{vmatrix}$$

c'est-à-dire : $= \overrightarrow{\text{grad}}\ L\,\frac{k}{\rho^2 r}$

le facteur intégrant cherché est donc de la forme :

$$S = \frac{a f(s)}{\rho^2 r}$$ $f(s)$ étant réelle ou complexe, a étant une constante

la solution cherchée est donc de la forme :

$$\vec{Q} \begin{vmatrix} Q_x = \frac{-(jyr + zx)}{\rho^2 r}\, a f(s) \\ Q_y = \frac{jxr - zy}{\rho^2 r}\, a f(s) \\ Q_z = \frac{1}{r}\, a f(s) \end{vmatrix}$$

Parmi les solutions possibles, conservons celle pour laquelle $a = -j$ avec $f(s)$ réelle $f(s) = f(r - ct)$. Nous avons alors les deux champs $\vec{H}$ et $\vec{E}$ en séparant partie réelle et partie complexe.

$$(I) \quad \vec{H} \begin{vmatrix} -\frac{y}{\rho^2} f(r - ct) \\ \frac{x}{\rho^2} f(r - ct) \\ 0 \end{vmatrix} \quad \vec{E} \begin{vmatrix} \frac{zx}{\rho^2 r} f(r - ct) \\ \frac{zy}{\rho^2 r} f(r - ct) \\ -\frac{1}{r} f(r - ct) \end{vmatrix}$$

En amenant par un calcul simple le centre d'émission à une très grande distance sur l'axe $\vec{oz}$, on obtient la solution connue :

$$(I') \quad \vec{H} \begin{vmatrix} -\frac{y}{\rho^2} f(z - ct) \\ \frac{x}{\rho^2} f(z - ct) \\ 0 \end{vmatrix} \quad \vec{E} \begin{vmatrix} \frac{x}{\rho^2} f(r - ct) \\ \frac{y}{\rho^2} f(z - ct) \\ 0 \end{vmatrix}$$

2. — Onde de retour :

Si nous envisageons les ondes de retour au lieu de l'émission c'est-à-dire $f(r + ct)$ les deux solutions précédentes deviennent :

$$(II) \quad \vec{H} \begin{vmatrix} -\frac{y}{\rho^2} f(r + ct) \\ \frac{x}{\rho^2} f(r + ct) \\ 0 \end{vmatrix} \quad \vec{E} \begin{vmatrix} -\frac{zx}{\rho^2 r} f(r + ct) \\ -\frac{zy}{\rho^2 r} f(r + ct) \\ \frac{1}{r} f(r + ct) \end{vmatrix}$$

$$(II') \quad \vec{H} \begin{vmatrix} -\frac{y}{\rho^2} f(z + ct) \\ \frac{x}{\rho^2} f(z + ct) \\ 0 \end{vmatrix} \quad \vec{E} \begin{vmatrix} -\frac{x}{\rho^2} f(z + ct) \\ -\frac{y}{\rho^2} f(z + ct) \\ 0 \end{vmatrix}$$

VI. Ondes sphériques non transverses.

Lorsque les solutions transverses relatives à une famille de surfaces d'onde (s) ont été établies, on peut en déduire une infinité de solutions transverses ou non, admettant les surfaces (s) comme surfaces d'onde au sens défini précédemment.

Si le champ $\vec{Q}$ vérifie les équations de Maxwell, tout champ de la forme :

$$(III) \qquad \vec{Q_u} = \Sigma\, A\, \alpha\beta\gamma\delta \times \frac{\partial^{\alpha+\beta+\gamma+\delta}\vec{Q}}{\partial x^\alpha\, \partial y^\beta\, \partial z^\gamma\, \partial T^\delta}$$

vérifie aussi les équations de Maxwell. Cette propriété est une conséquence de la forme linéaire des équations.

Applications.

Il est possible, à partir de cette remarque, d'établir la loi de Laplace relative à un élément de courant variable en fonction du temps, en accord avec la théorie des potentiels retardés.

Reprenons, dans le cas de l'émission, le champ $\vec{Q}$.

$$\vec{Q} \begin{vmatrix} -\frac{y}{\rho^2} f(s) + j\frac{zx}{\rho^2 r} f(s) \\ \frac{x}{\rho^2} f(s) + j\frac{zy}{\rho^2 r} f(s) \\ -\frac{j}{r} f(s) \end{vmatrix}$$

d'après (III) le champ $\vec{Q_e} = \frac{\partial^2\vec{Q}}{\partial z^2} + \frac{\partial^2\vec{Q}}{\partial T^2}$ vérifiera les équations de Maxwell.

Le calcul donne :

$$\vec{Q_e}\left|\begin{array}{l} -\frac{y}{r^3}f'(s)+\frac{y}{r^2}f''(s) \\ \qquad -j\left[\frac{xz}{r^3}f''(s)-\frac{3xz}{r^4}f'(s)+\frac{3xz}{r^5}f(s)\right] \\ \frac{x}{r^3}f'(s)-\frac{x}{r^2}f''(s) \\ \qquad -j\left[\frac{yz}{r^3}f''(s)-\frac{3yz}{r^4}f'(s)+\frac{3yz}{r^5}f(s)\right] \\ j\left[\left(\frac{1}{r}-\frac{z^2}{r^3}\right)f''(s)-\frac{r^2-3z^2}{r^4}f'(s)+\frac{r^2-3z^2}{r^5}f(s)\right] \end{array}\right.$$

nous remarquerons que dans ce cas, le champ $\vec{Q_e}$ est défini pour $\rho = 0$ alors que le champ $\vec{Q}$ ne l'était pas. Si nous exprimons :

$$\vec{H_e}\left|\begin{array}{l} -\frac{y}{r^3}f'(s)+\frac{y}{r^2}f''(s) \\ \frac{x}{r^3}f'(s)-\frac{x}{r^2}f''(s) \\ 0 \end{array}\right.$$

en posant $\vec{H_e}\,dz = \vec{dh}$

et en choisissant un vecteur $\overrightarrow{i(r-ct)}$ d'origine x, y, z, dirigé suivant $\vec{oz}$ et tel que $|\overrightarrow{i(r-ct)}| = f'(r-ct)$ nous pouvons écrire d'après l'expression de $\vec{H_e}$:

1) $$\boxed{\vec{dh} = \overrightarrow{i(r-ct)}\,dz\,\Lambda\,\frac{\vec{1}}{r^2} + \frac{1}{c}\,\overrightarrow{i'_t(r-ct)}\,dz\,\Lambda\,\frac{\vec{1}}{r}}$$

Si nous supposons que $\vec{i}$ ne dépend plus du temps, nous retrouvons la loi de Laplace relative à un élément de courant $\vec{i}dz$.

Nous admettrons donc que $\vec{i}(t)$ représente le courant au point (0) et que (I) représente la loi de Laplace étendue à un élément de courant variable en fonction du temps.

Potentiels retardés : On peut encore écrire :

$$\vec{dh} = \left(\vec{i}\,\Lambda\,\frac{\vec{1}}{r^2} - \vec{i'_r}\,\Lambda\,\frac{\vec{1}}{r}\right)d\tau$$

$d\tau$ élément de volume.

formule dans laquelle $\vec{i}$ représente alors une densité de courant.

En posant alors : $e = f(r-ct)$

et en tenant compte de $|i| = -\frac{1}{c}\frac{\partial e}{\partial t}$ nous aurons pour le champ électrique élémentaire, en se rapportant à $\vec{Q_e}$:

$$\vec{de} = \left[-\overrightarrow{\text{grad}}\,\frac{\partial}{\partial z}\,\frac{e}{r} - \frac{1}{c}\,\frac{\partial}{\partial t}\,\frac{\vec{i}}{r}\right]d\tau$$

et pour : $$\vec{dh} = \overrightarrow{Rot}\,\frac{\vec{i}}{r}\,d\tau$$

$e = e\left(t-\frac{r}{c}\right)$ représente la densité de charge électrique au point (0). Nous retrouvons les relations déjà connues concernant les potentiels retardés.

Conclusion.

Parmi les solutions étudiées nous retiendrons les solutions caractéristiques suivantes :

ONDES SPHÉRIQUES TRANSVERSES.

I. — EMISSION

$$\vec{H}\left|\begin{array}{l} -\frac{y}{\rho^2}f(r-ct) \\ \frac{x}{\rho^2}f(r-ct) \\ 0 \end{array}\right. \qquad \vec{E}\left|\begin{array}{l} \frac{zx}{\rho^2 r}f(r-ct) \\ \frac{zy}{\rho^2 r}f(r-ct) \\ -\frac{1}{r}f(r-ct) \end{array}\right.$$

II. — ONDE DE RETOUR.

$$\vec{H}\left|\begin{array}{l} -\frac{y}{\rho^2}f(r+ct) \\ \frac{x}{\rho^2}f(r+ct) \\ 0 \end{array}\right. \qquad \vec{E}\left|\begin{array}{l} -\frac{zx}{\rho^2 r}f(r+ct) \\ -\frac{zy}{\rho^2 r}f(r+ct) \\ \frac{1}{r}f(r+ct) \end{array}\right.$$

auxquelles nous ajouterons les solutions non transverses obtenues en dérivant I et II par rapport à z.

III. — EMISSION.

$$\vec{H}\left|\begin{array}{l} -\frac{yz}{\rho^2 r}f'(r-ct) \\ \frac{xz}{\rho^2 r}f'(r-ct) \\ 0 \end{array}\right. \qquad \vec{E}\left|\begin{array}{l} \frac{x}{r^3}f(r-ct)+\frac{z^2x}{\rho^2 r^2}f'(r-ct) \\ \frac{y}{r^3}f(r-ct)+\frac{z^2y}{\rho^2 r^2}f'(r-ct) \\ \frac{z}{r^3}f(r-ct)-\frac{z}{r^2}f'(r-ct) \end{array}\right.$$

IV. — ONDE DE RETOUR.

$$\vec{H}\left|\begin{array}{l} -\dfrac{yz}{\rho^2 r} f'(r+ct) \\ \dfrac{xz}{\rho^2 r} f'(r+ct) \\ 0 \end{array}\right. \quad \vec{E}\left|\begin{array}{l} -\dfrac{x}{r^3} f(r+ct) - \dfrac{z^2 x}{\rho^2 r^2} f'(r+ct) \\ -\dfrac{y}{r^3} f(r+ct) - \dfrac{z^2 y}{\rho^2 r^2} f'(r+ct) \\ -\dfrac{z}{r^3} f(r+ct) + \dfrac{z}{r^2} f'(r+ct) \end{array}\right.$$

seront retenues aussi les solutions :

$$I')\quad \vec{H}\left|\begin{array}{l} -\dfrac{y}{\rho^2} f(z-ct) \\ \dfrac{x}{\rho^2} f(z-ct) \\ 0 \end{array}\right. \quad \vec{E}\left|\begin{array}{l} \dfrac{x}{\rho^2} f(z-ct) \\ \dfrac{y}{\rho} f(z-ct) \\ 0 \end{array}\right.$$

$$II')\quad \vec{H}\left|\begin{array}{l} -\dfrac{y}{\rho^2} f(z+ct) \\ \dfrac{x}{\rho^2} f(z+ct) \\ 0 \end{array}\right. \quad \vec{E}\left|\begin{array}{l} -\dfrac{x}{\rho^2} f(x+ct) \\ -\dfrac{y}{\rho^2} f(z+ct) \\ 0 \end{array}\right.$$

et la loi élémentaire :

$$1)\quad \overrightarrow{dh} = \left(i\left(t-\frac{r}{c}\right)\Lambda\frac{\vec{1}}{r^2} + \frac{i'_t}{c}\left(t-\frac{r}{c}\right)\Lambda\frac{\vec{1}}{r}\right)dz$$

DEUXIÈME PARTIE

I. Détermination des ondes électromagnétiques émises par une portion de conducteur rectiligne, filiforme isolé dans l'espace.

a) *Hypothèse* : Nous supposerons le conducteur filiforme, sans résistance et placé suivant l'axe z_0.

Nous admettrons, de plus, que le courant en un point (z_0) du conducteur est égal à :

$$i_{z_0} = i\left(t-\frac{z_0}{c}\right)$$

au point $M\,(xyz)$, le champ élémentaire créé par l'élément de courant $i_{z_0}\,dz_0$ est donné par (1).

(1)

$$\boxed{\overrightarrow{dh} = i\left(t-\frac{z_0}{c}-\frac{r}{c}\right)dz_0\Lambda\frac{\vec{1}}{r^2} + \frac{1}{c}i'_t\left(t-\frac{z_0}{c}-\frac{r}{c}\right)dz_0\Lambda\frac{\vec{1}}{r}}$$

avec

$$r = \sqrt{x^2+y^2+(z-z_0)^2}$$

Le conducteur étant rectiligne tous les champs élémentaires sont colinéaires et perpendiculaires au plan $\overrightarrow{oz}$, $\overrightarrow{OM}$.

Orientons la normale au plan $\overrightarrow{oz}$, $\overrightarrow{OM}$ dans le sens trigonométrique de rotation de ce plan autour de $\vec{oz}$, et exprimons (dh) algébriquement sur cette normale orientée (fig. 1).

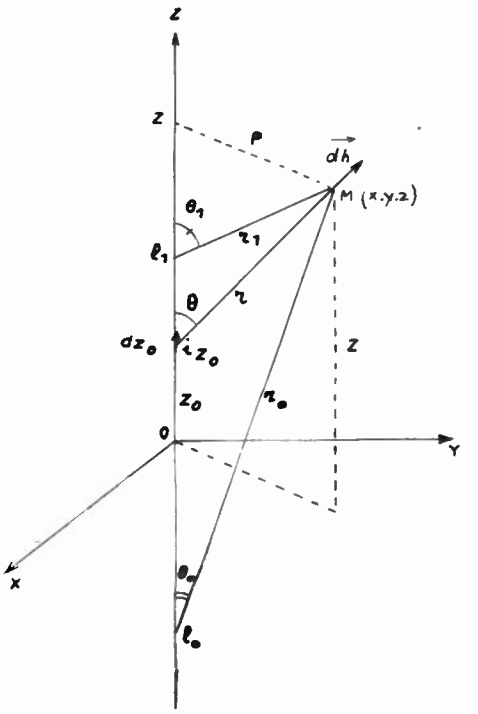


FIG. 1

En appelant θ l'angle $\overrightarrow{oz}$, $\overrightarrow{OM}$ nous avons :

$$dh = i\left(t-\frac{z_0}{c}-\frac{r}{c}\right)\frac{\sin\theta}{r^2}dz_0 + \frac{1}{c}i'_t\left(t-\frac{z_0}{c}-\frac{r}{c}\right)\frac{\sin\theta}{r}dz_0$$

et $$t-\frac{z_0}{c}-\frac{r}{c} = t-\frac{z}{c}+\frac{\rho}{c}\left(\frac{\cos\theta-1}{\sin\theta}\right)$$

il en résulte :

$$\frac{1}{c}i'_t = -\frac{i'_\theta}{\rho}(1+\cos\theta)$$

et :

$$\boxed{dh = \frac{i}{\rho}\sin\theta\,d\theta - \frac{i'_\theta}{\rho}(1+\cos\theta)\,d\theta}$$

Par intégration de cette expression de l_0 à l_1 (θ_0 à θ_1) nous obtenons :

$$H = \frac{1}{\rho}\int_{\theta_2}^{\theta_1} [i \sin\theta - i'_\theta (1 + \cos\theta)]\, d\theta$$
$$= \frac{1}{\rho}\left[i(\theta_0).(1+\cos\theta_0) - i(\theta_1)(1+\cos\theta_1)\right]$$

avec
$$\begin{vmatrix} i(\theta_0) = i\left(t - \frac{l_0}{c} - \frac{r_0}{c}\right) & 1+\cos\theta_0 = 1 + \frac{z-l_0}{r_1} \\ i(\theta_1) = i\left(t - \frac{l_1}{c} - \frac{r_1}{c}\right) & 1+\cos\theta_1 = 1 + \frac{z-l_1}{r_1} \end{vmatrix}$$

Le champ $\vec{H}$ est donc la somme de deux champs $\vec{H}_0$ et $\vec{H}_1$ ayant pour composantes :

$$\vec{H}_0 \begin{vmatrix} -\left[\frac{y}{\rho^2} + y\frac{(z-l_0)}{\rho^2 r_0}\right] i\left(t - \frac{l_0}{c} - \frac{r_0}{c}\right) \\ \left[\frac{x}{\rho^2} + x\frac{(z-l_0)}{\rho^2 r_0}\right] i\left(t - \frac{l_0}{c} - \frac{r_0}{c}\right) \\ 0 \end{vmatrix}$$

$$\vec{H}_1 \begin{vmatrix} \left[\frac{y}{\rho^2} + y\frac{(z-l_1)}{\rho^2 r_1}\right] i\left(t - \frac{l_1}{c} - \frac{r_1}{c}\right) \\ -\left[\frac{x}{\rho^2} + x\frac{(z-l_1)}{\rho^2 r_1}\right] i\left(t - \frac{l_1}{c} - \frac{r_1}{c}\right) \\ 0 \end{vmatrix}$$

$$r_0 = \sqrt{x^2 + y^2 + (z-l_0)} \qquad r_1 = \sqrt{x^2 + y^2 + (z-l_1)^2} \qquad \rho = \sqrt{x^2 + y^2}$$

D'après I et III de la « Première Partie », nous avons immédiatement les champs électriques correspondants.

$$\vec{E}_0 \begin{vmatrix} \left[\frac{x(z-l_0)}{\rho^2 r_0} + \frac{x}{r_0^3}\right] \times i_0 + \frac{(z-l_0)^2 x}{\rho^2 r_0^2} \cdot i'_{0t} \\ \left[\frac{y(z-l_0)}{\rho^2 r_0} + \frac{y}{r_0^3}\right] \times i_0 + \frac{(z-l_0)^2 y}{\rho^2 r_0^2} \cdot i'_{0t} \\ \left[-\frac{1}{r_0} + \frac{z-l_0}{r_0^3}\right] \times i_0 - \frac{z-l_0}{r_0^2} i'_{0t} \end{vmatrix}$$

$$\vec{E}_1 \begin{vmatrix} -\left[\frac{x(z-l_1)}{\rho^2 r_1} + \frac{x}{r_1^3}\right] \cdot i_1 - \frac{(z-l_1)^2 x}{\rho^2 r_1^2} i'_{1t} \\ -\left[\frac{y(z-l_1)}{\rho^2 r_1} + \frac{y}{r_1^3}\right] \cdot i_1 - \frac{(z-l_1)^2 y}{\rho^2 r_1^2} \cdot i'_{1t} \\ \left[\frac{1}{r_1} - \frac{(z-l_1)}{r_1^3}\right] \cdot i_1 + \frac{(z-l_1)}{r_1^2} i'_{1t} \end{vmatrix}$$

b) Au lieu de choisir $i_{z_0} = i\left(t - \frac{z_0}{c}\right)$, nous aurions pu prendre $i_{z_0} = i\left(t + \frac{z_0}{c}\right)$ et nous aurions alors obtenu :

$$i\left(t + \frac{z_0}{c} - \frac{r}{c}\right) = i\left[t + \frac{z}{c} - \frac{\rho}{c}\left(\frac{\cos\theta + 1}{\sin\theta}\right)\right]$$

et
$$\boxed{dh = \frac{i}{\rho}\sin\theta\, d\theta + \frac{i'_\theta}{\rho}(1-\cos\theta)\, d\theta}$$

L'intégration de cette expression donne :

$$H = \int_{\theta_2}^{\theta_1}\left[\frac{i}{\rho}\sin\theta + \frac{i'_\theta}{\rho}(1-\cos\theta)\right] d\theta$$
$$= \frac{1}{\rho}\left[i(\theta_1)(1-\cos\theta_1) - i(\theta_0)(1-\cos\theta_0)\right]$$

avec
$$\begin{vmatrix} i(\theta_0) = i\left(t + \frac{l_0}{c} - \frac{r_0}{c}\right) \\ i(\theta_1) = i\left(t + \frac{l_1}{c} - \frac{r_1}{c}\right) \end{vmatrix}$$

et
$$\begin{vmatrix} 1-\cos\theta_0 = 1 + \frac{l_0 - z}{r_0} \\ 1-\cos\theta_1 = 1 + \frac{l_1 - z}{r_1} \end{vmatrix}$$

Nous pouvons déterminer comme précédemment les champs électriques en nous reportant aux expressions (II) et (IV) de la « Première Partie ».

c) *Conducteurs indéfinis* : Dans le cas où le conducteur est indéfini, nous avons $\theta_0 = 0$ $\theta_1 = \pi$.

1° Si la propagation s'effectue dans le sens $\vec{oz}$ (fig. 2) :

$$H = \frac{2}{\rho} i(\theta_0)$$

mais : $i(\theta_0) = i\left[t - \frac{z}{c} + \frac{l}{c}\left(\frac{\cos\theta_0 - 1}{\sin\theta_0}\right)\right]$
$$= i\left[t - \frac{z}{c} - \frac{\rho}{c}\sqrt{\frac{1-\cos\theta_0}{1+\cos\theta_0}}\right] = i\left(t - \frac{z}{c}\right)$$

d'où :
$$\boxed{H = \frac{2}{\rho} i\left(t - \frac{z}{c}\right)}$$

On en tire alors les expressions :

$$\vec{H} \begin{vmatrix} -\frac{2y}{\rho^2} i\left(t - \frac{z}{c}\right) \\ \frac{2x}{\rho^2} i\left(t - \frac{z}{c}\right) \\ 0 \end{vmatrix} \qquad \vec{E} \begin{vmatrix} \frac{2x}{\rho^2} i\left(t - \frac{z}{c}\right) \\ \frac{2y}{\rho^2} i\left(t - \frac{z}{c}\right) \\ 0 \end{vmatrix}$$

2° Si la propagation s'effectue dans le sens inverse de $\overrightarrow{oz}$, (fig. 3), nous obtiendrons de la même manière :

$$\vec{H}\begin{vmatrix} -\frac{2y}{\rho^2} i\left(t+\frac{z}{c}\right) \\ \frac{2x}{\rho^2} i\left(t+\frac{z}{c}\right) \\ 0 \end{vmatrix} \qquad \vec{E}\begin{vmatrix} -\frac{2x}{\rho^2} i\left(t+\frac{z}{c}\right) \\ -\frac{2y}{\rho^2} i\left(t+\frac{z}{c}\right) \\ 0 \end{vmatrix}$$

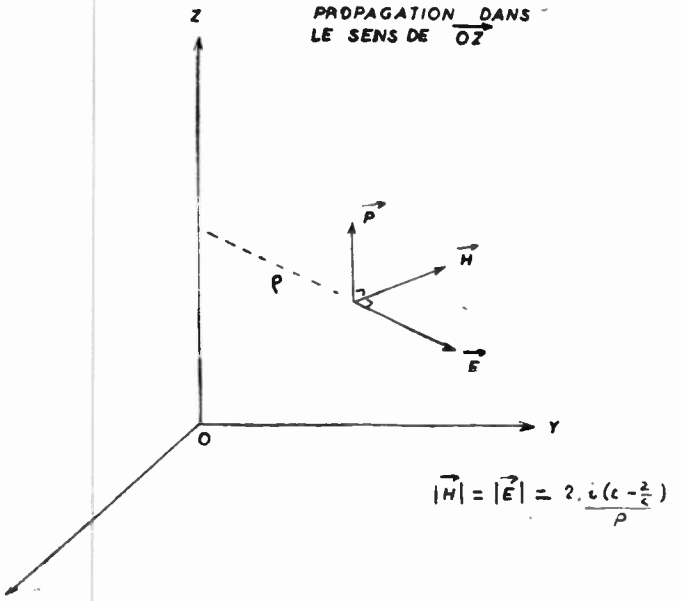


Fig. 2

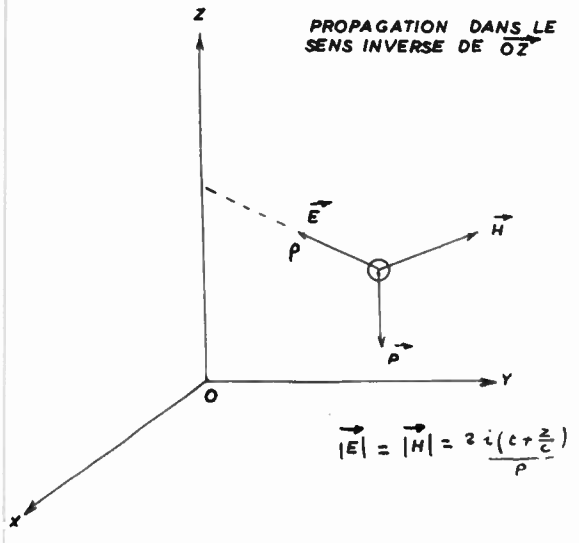


Fig. 3

d) *Antenne non chargée à ses extrémités* : Jusque là, nous n'avions fait aucune hypothèse sur la fonction $i(t)$; dans ce qui suit nous supposerons la fonction sinusoïdale et nous envisagerons une antenne rectiligne, filiforme, de résistance négligeable, non chargée à ses extrémités et isolés dans l'espace.

Antenne demi-onde.

Choisissons $\overrightarrow{oz}$ orienté suivant l'antenne, le plan *xoy* perpendiculaire à l'antenne et passant par son centre 0. La longueur de l'antenne demi-onde est alors $\frac{\lambda}{2}$ (fig. 4). Le courant en un point quelconque est donné par :

$$\boxed{i = I_m \cos\frac{2\pi c}{\lambda} t \cos\frac{2\pi z}{\lambda}} \quad \text{avec} \quad -\frac{\lambda}{4} < z < \frac{\lambda}{4}$$

que nous pouvons écrire :

$$i = i_1 + i_2$$

avec
$$\begin{vmatrix} i_1 = \frac{I_m}{2} \cos\frac{2\pi c}{\lambda}\left(t - \frac{z}{c}\right) \\ i_2 = \frac{I_m}{2} \cos\frac{2\pi c}{\lambda}\left(t + \frac{z}{c}\right) \end{vmatrix}$$

D'après les paragraphes *a*) et *b*), le champ magnétique est donné par la relation :

$$|\vec{H}| = \frac{1}{\rho}\Big[i_1(\theta_0)(1+\cos\theta_0) - i_2(\theta_0)(1-\cos\theta_0) + i_2(\theta_1)(1-\cos\theta_1) - i_1(\theta_1)(1+\cos\theta_1)\Big]$$

mais comme $-l_0 = l_1 = \frac{\lambda}{4}$

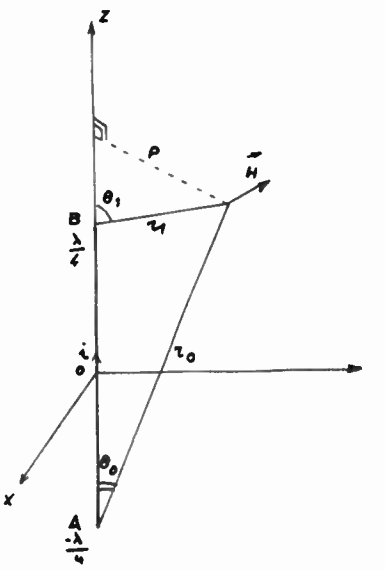


Fig. 4

nous aurons :

$$\left|\begin{array}{l} i_1(\theta_0) = -i_2(\theta_0) = -\dfrac{I_m}{2}\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_0}{c}\right) \\ i_1(\theta_1) = -i_2(\theta_1 = \quad \dfrac{I_m}{2}\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_1}{c}\right) \end{array}\right.$$

d'où :

$$|\vec{H}| = -\frac{I_m}{\rho}\left[\sin\frac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\frac{r_0}{c}\right)+\sin\frac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\frac{r_1}{c}\right)\right]$$

Le champ électrique $\vec{E}$ correspondant se déduit immédiatement des relations (1) de la « Première Partie » et nous constatons que l'émission *se compose de deux ondes sphériques transverses ayant pour origine les extrémités A et B de l'antenne* auxquelles correspondent respectivement les champs :

Onde d'origine A

$$\vec{H}\left|\begin{array}{l} \dfrac{y}{\rho^2}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_0}{c}\right) \\ -\dfrac{x}{\rho^2}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_0}{c}\right) \\ 0 \end{array}\right.$$

$$\vec{E_0}\left|\begin{array}{l} -\dfrac{\left(z+\frac{\lambda}{4}\right)x}{\rho^2 r_0}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_0}{c}\right) \\ -\dfrac{\left(z+\frac{\lambda}{4}\right)y}{\rho^2 r_0}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_0}{c}\right) \\ \dfrac{1}{r_0}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_0}{c}\right) \end{array}\right.$$

Onde d'origine B

$$\vec{H_1}\left|\begin{array}{l} \dfrac{y}{\rho^2}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_1}{c}\right) \\ -\dfrac{x}{\rho^2}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_1}{c}\right) \\ 0 \end{array}\right.$$

$$\vec{E_1}\left|\begin{array}{l} -\dfrac{\left(z-\frac{\lambda}{4}\right)x}{\rho^2 r_1}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_1}{c}\right) \\ -\dfrac{\left(z-\frac{\lambda}{4}\right)y}{\rho^2 r_1}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_1}{c}\right) \\ \dfrac{1}{r_1}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\dfrac{r_1}{c}\right) \end{array}\right.$$

e) Ellipsoïde résonnant : Associons à l'onde d'émission $\mathcal{O}_0\,(\vec{H_0}, \vec{E_0})$ l'onde de retour $\mathcal{O}'_1\,(\vec{H'_1}, \vec{E'_1})$ aboutissant à l'extrémité $B\left(o, o_1\,\frac{\lambda}{4}\right)$ de l'antenne (voir II de la « Première Partie ») avec :

$$\vec{H_1'}\left|\begin{array}{l} -\dfrac{y}{\rho^2}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{r_1}{c}\right) \\ \dfrac{x}{\rho^2}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{r_1}{c}\right) \\ 0 \end{array}\right.$$

$$\vec{E_1'}\left|\begin{array}{l} -\dfrac{\left(z-\frac{\lambda}{4}\right)x}{\rho^2 r_1}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{r_1}{c}\right) \\ -\dfrac{\left(z-\frac{\lambda}{4}\right)y}{\rho^2 r_1}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{r_1}{c}\right) \\ \dfrac{1}{r_1}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{r_1}{c}\right) \end{array}\right.$$

et à l'onde d'émission $\mathcal{O}_1\,(\vec{H_1}, \vec{E_1})$ l'onde de retour $\mathcal{O}_0'\,(\vec{H'_0}, \vec{E'_0})$ aboutissant à A avec :

$$\vec{H'_0}\left|\begin{array}{l} -\dfrac{y}{\rho^2}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{r_0}{c}\right) \\ \dfrac{x}{\rho_2}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{r_0}{c}\right) \\ 0 \end{array}\right.$$

$$\vec{E'_0}\left|\begin{array}{l} -\dfrac{\left(z+\frac{\lambda}{4}\right)x}{\rho^2 r_0}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{r_0}{c}\right) \\ -\dfrac{\left(z+\frac{\lambda}{4}\right)y}{\rho^2 r_0}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{r_0}{c}\right) \\ \dfrac{1}{r_0}I_m\sin\dfrac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\dfrac{r_0}{c}\right) \end{array}\right.$$

Nous aurons alors :

$$\begin{aligned} |\vec{H}| &= |\vec{H_0}+\vec{H_1}+\vec{H'_0}+\vec{H'_1}| \\ &= -\frac{I_m}{\rho}\left[\sin\frac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\frac{r_0}{c}\right)+\sin\frac{2\pi c}{\lambda}\left(t-\frac{r_1}{c}\right)\right. \\ &\quad \left.-\sin\frac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\frac{r_0}{c}\right)-\sin\frac{2\pi c}{\lambda}\left(t+\frac{r_1}{c}\right)\right] \end{aligned}$$

En calculant la circulation de $\vec{H}$ sur un cercle de rayon ρ au voisinage immédiat de l'antenne, nous obtenons, d'après le théorème d'Ampère :

$$4\pi i = 4\pi I_m \left[\cos \frac{2\pi c}{\lambda} t + \cos \frac{2\pi c}{\lambda} t \right] \cos \frac{2\pi z}{\lambda}$$

d'où le courant au point de côte z.

$$\boxed{i = 2 I^*_m \cos \frac{2\pi c}{\lambda} t \quad \cos \frac{2\pi z}{\lambda}}$$

Si nous nous plaçons sur un ellipsoïde de révolution de foyers A et B et tel que $r_0 + r_1 = (2K+1)\frac{\lambda}{2}$, nous constatons que le champ électrique

$$\vec{E} = \vec{E_0} + \vec{E_1} + \vec{E'_0} + \vec{E'_1}$$

est perpendiculaire à la surface de l'ellipsoïde, le champ $\vec{H}$ étant tangent à cette surface. Ce résultat satisfait aux conditions aux limites que nous aurions imposées à l'ellipsoide $r_0 + r_1 = (2K+1)\frac{\lambda}{2}$ pour rechercher les solutions des équations de Maxwell à l'intérieur de cette surface, supposée parfaitement conductrice.

Le phénomène peut être interprété comme suit : chaque onde émise par l'une des extrémités de l'antenne est réfléchie sur l'autre extrémité où elle se retrouve en phase avec l'onde émise par cette seconde extrémité. Aucune puissance rayonnante n'étant émise à l'extérieur de l'ellipsoïde, l'ensemble doit pouvoir être considéré (aux pertes près) comme un circuit résonnant accordé sur la fréquence $f = \frac{\lambda}{c}$

La figure 5 correspond au cas où $r_0 + r_1 = \frac{3}{2}\lambda$ $AB = \frac{\lambda}{2}$; les conducteurs d'alimentation l ne rayonnent pas s'ils sont assez voisins l'un de l'autre.

De la même façon que précédemment, il est possible de montrer qu'un paraboloïde de révolution réfléchira une onde sphérique ayant pour origine son foyer, suivant une onde plane et inversement.

Réflexion plane : Dans le cas des hypothèses précédentes, on peut établir de la même façon, que dans la réflexion des ondes electromagnétiques sur une surface plane parfaitement conductrice, tout se passe comme si l'on remplaçait à chaque instant la surface réfléchissante par un émetteur, image de l'émetteur considéré par rapport à cette surface en ayant soin de changer de signe les courants de l'émetteur image.

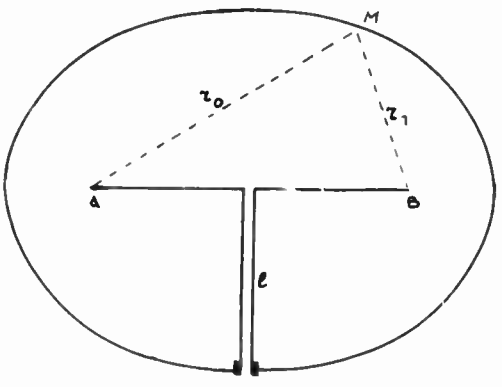


FIG. 5

Les résultats précédents peuvent s'étendre sans difficulté aux milieux diélectriques parfaits et magnétiquement doux ; il suffit alors de remplacer :

$$\vec{H} \text{ par } \vec{H'} = \sqrt{\mu}\,\vec{H}$$

$$\vec{E} \text{ par } \vec{E'} \sqrt{\varepsilon}\,\vec{E}$$

et $$c \text{ par } v = \frac{c}{\sqrt{\mu\varepsilon}}$$

Conclusion.

Si l'hypothèse faite au cours de cette étude est vérifiée, autrement dit, si les conducteurs rectilignes de faible résistance peuvent toujours être considérés comme parcourus par des ondes de courant de vitesse (c) ou $\left(\frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu}}\right)$ suivant le milieu environnant, nous constatons que les extrémités libres de ces conducteurs jouent un rôle particulier dans l'émission des ondes électromagnétiques et sont, en première approximation, des centres d'émission d'ondes sphériques.

Résultat très appréciable si nous pouvons, de plus, appliquer à ces sources, les lois de l'optique géométrique.

Les conséquences sont nombreuses et d'un intérêt certain. (Etude simple de réflecteurs pour ondes dirigées, étude de lentilles électromagnétiques, concentration de la puissance rayonnée, etc...).

Avant de conclure trop hâtivement, disons qu'il appartient à l'expérience, et non au calcul, de confirmer et de renforcer cette hypothèse.

TÉLÉVISION EN COULEUR

PAR

H. ANGLÈS D'AURIAC

Directeur du Centre Technique de l'U.E.R.

Extrait du *Bulletin de l'Union Européenne de Radiodiffusion* (1), cet article reprend, en l'adaptant légèrement, le texte d'une conférence que son auteur fit devant une importante Société d'ingénieurs et d'industriels belges, en mars 1955.

Comment la télévision en couleur a-t-elle évolué depuis lors ?

Sans doute les laboratoires ont activement travaillé et ont progressé dans la solution de nombreux problèmes mais, entre une Amérique qui avait déjà décidé et une Europe qui attend toujours de se confronter avec elle-même, la conjoncture n'a guère changé. Or le texte qu'on va lire, après un panorama d'ensemble des problèmes techniques liés à la physiologie de l'œil, met en relief les facteurs politiques, économiques et sociaux qui conditionnent le développement de la radiodiffusion d'images colorées. C'est dire qu'il reste aussi valable aujourd'hui qu'il y a un an.

Par la comparaison entre le « contexte américain » et le « contexte européen » il montre le danger qu'il y aurait, dans ces futures confrontations européennes et dans les décisions nationales qui les suivront, à prendre pour prémisses des conditions techniques initiales qui — malgré les apparences parfois — sont déjà le produit élaboré d'une logique reposant sur des données beaucoup plus immédiatement humaines et différentes d'un continent à l'autre. Il montre qu'avant le choix de normes, avant même la discussion des méthodes techniques, ce problème des conditions de base doit être examiné au fond. Le mot « compatibility » par exemple, exprimant aux Etats-Unis le critère n° 1 de recevabilité d'un système, a-t-il un équivalent exact dans une Europe où coexistent plusieurs standards parfaitement incompatibles entre eux ? Quel serait le bilan des conséquences actuelles et futures d'une cristallisation des positions nationales individuellement acquises dans le cadre de la télévision en noir et blanc ? Quelles seraient les vicissitudes d'une télévision en couleur naissante, fondée sur des bases nouvelles et communes ?

Sur ces importants problèmes, l'article de M. H. ANGLÈS D'AURIAC apporte une riche et objective contribution. Il fait ouvrir les yeux et à ce titre se trouve aujourd'hui plus que jamais du domaine de la plus vivante actualité.

Y. ANGEL.

INTRODUCTION

Résolu aux Etats-Unis, le problème de la télévision en couleur se pose aujourd'hui pour l'Europe

Depuis le début de l'année 1955, deux services de télévision en couleur sont régulièrement exploités aux Etats-Unis sur une base commerciale. Il ne s'agit pas encore d'émissions quotidiennes, et le nombre et la durée des programmes sont encore réduits ; cependant l'on peut déjà relever pour le mois de mars 10 journées comportant un programme de couleur et un total de 11 heures de programmes.

Dans plus de 100 villes, 28 à 29 millions de récepteurs (environ 90 % des récepteurs existants) peuvent capter ces programmes... mais en noir et blanc seulement. Seuls quelques privilégiés (il n'y a encore que 10 à 15 000 récepteurs de couleur) peuvent pleinement bénéficier de ces émissions encore exceptionnelles et se consoler d'avoir payé leur appareil de 800 à 1 000 dollars en pensant au prix extravagant que les productions en couleur qui leur sont « offertes » ont coûté aux grandes firmes qui patronnent ces productions.

Ainsi la télévision en couleur n'en est plus, aux Etats-Unis, au stade des études, des discussions ou des décisions. Les études sont terminées, elles ont été conduites pendans 20 ans par les meilleurs physiciens et ingénieurs des Etats-Unis et elles ont coûté par exemple à la seule société RCA 30 millions de dollars. Les discussions se sont, quant à elles, prolongées pendant 10 ans et les lecteurs du Bulletin de l'U. E. R. ont pu en suivre tous les détails et particulièrement les péripéties de la longue « bataille » opposant les systèmes de la CBS (Columbia Broadcasting System) et de la RCA (Radio Corporation of America). Les décisions enfin sont prises depuis plus d'un an (17 décembre 1953) et elles l'ont été après de tels débats et par de telles instances (la Cour Suprême des Etats-Unis a eu elle-même en 1951 à se prononcer dans l'affaire) qu'on ne peut penser qu'elles puissent un jour être remises en question. La toute puissante industrie radioélectrique américaine s'est enfin mise en action — quoique à vitesse encore réduite peut-être — de sorte que pour les USA le problème de la télévision en couleur se pose maintenant en d'autres termes : atteindra-t-on fin 1955 les 60.000 récepteurs prévus, en 1956 les 350 000 récepteurs

---

(1) Numéros de Mai-Juin et de Juillet-Août 1955.

annoncés, en 1959 le niveau de 5 millions ? Ou observera-t-on un développement plus lent ? Comment réagira le marché du récepteur noir et blanc ? Comment vont varier les pourcentages respectifs d'émissions en couleur et d'émissions en noir et blanc ? etc. etc. Quoi qu'il en soit des réponses que l'avenir apportera à ces questions, pour les Etats-Unis la page est tournée. Si de nombreux problèmes industriels et commerciaux sont nés avec les décisions prises, du moins n'y a-t-il plus de « problème » de la télévision en couleur.

Il en est différemment en Europe où la télévision noire et blanche, après des débuts difficiles, paraît bien être aujourd'hui entrée dans une phase d'expansion plus rapide mais est encore très loin d'avoir atteint les niveaux américains. Aux 35 millions de récepteurs des USA, l'Europe n'a à opposer que moins de 5 millions d'appareils dont plus de 4 millions se trouvent au Royaume-Uni, et face à la production des USA qui a dépassé 7 millions de récepteurs en 1954 la production européenne fait encore piètre figure avec un peu plus d'un million pour le Royaume-Uni et 2 à 300 000 pour l'Europe occidentale. Enfin, aux 400 stations en service des USA correspondent seulement en Europe environ 70 émetteurs.

Il est permis de se demander si dans ces conditions il est bien raisonnable d'envisager l'ouverture d'un nouveau service — terriblement coûteux pour les exploitants comme pour le public — et qui présente au surplus un caractère de luxe indiscutable alors que tant d'autres besoins économiques restent à satisfaire.

Cependant, posée dans ces termes, la question nous dépasse certainement et nous nous bornerons donc à noter que partout — malgré les sages avis modérateurs qui s'élèvent parfois ça et là — l'on peut relever des signes fort clairs (communiqués de presse, déclarations, etc.) indiquant que les administrations européennes et l'industrie radioélectrique s'apprêtent à s'engager assez prochainement dans la voie de la télévision en couleur.

En de nombreux pays, et spécialement en France, aux Pays-Bas, au Royaume-Uni, en URSS, le stade des études, le stade du laboratoire sont en effet dépassés. Dans ces pays, et dans d'autres où l'on considère que les études américaines ont épuisé les aspects techniques de la question, on en est donc déjà au stade des discussions au sein des commissions compétentes. Il est donc vraisemblable que d'ici six mois, un an, deux ans..., l'heure des décisions sonnera au moins pour certains pays.

Les discussions se situent d'ailleurs déjà également sur le plan international et c'est ainsi que du 22 mars au 6 avril 1955 s'est tenue à Bruxelles une conférence d'une des Commissions du Comité Consultatif International des Radiocommunications (CCIR), consacrée presque exclusivement au problème de la télévision en couleur et dans le but déclaré d'arriver à une normalisation internationale ou, à défaut, d'amener au moins chaque pays à tenir compte dans l'élaboration de la solution qu'il choisira des solutions que les autres pays et particulièrement les pays voisins se proposent d'adopter.

Le moment est donc venu, si l'on désire éviter certaines des difficultés qu'a rencontrées la télévision en noir et blanc, d'examiner comment se pose *en Europe* le problème de la télévision en couleur. C'est ce que je me propose de faire ici. Le fait que cet exposé n'est pas destiné à des spécialistes des télécommunications m'a d'abord semblé me compliquer la tâche, car ces questions sont techniquement fort difficiles. Cependant, les efforts que j'ai dû faire non pas pour vulgariser la matière — le mot conviendrait mal à nos lecteurs — mais pour l'humaniser, pour prendre du recul, pour négliger les détails et ne retenir que les lignes essentielles des problèmes, m'ont peut-être finalement amené à y voir moi-même plus clair dans cette question si complexe techniquement et économiquement.

PREMIÈRE PARTIE

Aspects techniques du problème de la télévision en couleur. La solution américaine

Dans une première partie, nous allons décrire les solutions techniques du problème de la télévision en couleur, mais il nous faut pour cela commencer par rappeler les grandes lignes des solutions utilisées pour la télévision en noir et blanc.

Télévision en noir et blanc. Grandes lignes des solutions techniques.

1. Comme au cinéma, l'on propose en télévision au téléspectateur une représentation discontinue de la réalité. On lui présente une série de « photographies », d'« images », suffisamment rapprochées dans le temps et par conséquent suffisamment peu différentes les unes des autres pour que grâce à la persistance des impressions rétiniennes il éprouve la même sensation que si la scène à représenter lui était décrite de façon continue.

Comme au cinéma, et avec des conséquences économiques aussi importantes, le problème se posera de déterminer combien d'images par seconde sont nécessaires pour que cette description discontinue ne soit pas perçue comme telle. L'expérience, qui seule permet de répondre à une telle question, indique ici que 16 images par seconde — par exemple — et peut-être moins encore sont suffisantes. Sans doute lorsque la scène à représenter comporte des corps animés de mouvements très rapides, ces mouvements apparaîtront-ils comme saccadés, mais de telles scènes ne sont pas fréquentes et, d'ailleurs, la vision directe, normale, des mouvements rapides est elle-même fort complexe. C'est ainsi, par exemple, qu'il est certain que l'œil ne suit pas continûment une balle de tennis dans sa trajectoire mais « va l'attendre » de place en place en se fiant aux indications perçues au départ, de sorte que même en vision directe il y a donc perception discontinue et saccadée des mouvements très rapides.

La seule considération de la continuité apparente du mouvement conduirait donc à une description discontinue à une cadence de 16 images par seconde par exemple. Malheureusement un phénomène qui semble d'abord secondaire, contingent, inoffensif même, oblige à adopter une cadence de description nettement plus rapide. C'est le papillottement ou « flicker ». A cette cadence de 16 images par secondes l'œil perçoit en effet — sans pouvoir exactement les compter — les intervalles obscurs qui séparent deux images successives. Les personnes qui ont habité ou séjourné avant la dernière guerre dans le sud-est de la France (et vraisemblablement aussi dans d'autres parties de l'Europe) connaissent bien un autre exemple frappant de ce phénomène. La fréquence du réseau électrique y était en effet alors de 25 périodes par seconde (au lieu de 50) et le caractère intermittent, pulsatoire, de l'éclairage domestique se manifestait par un papillotement, particulièrement sensible lorsqu'il s'agissait d'objets vivement et uniformément éclairés (feuille de papier blanc sur laquelle on écrivait par exemple).

Il est clair que ce phénomène n'a rien à voir avec la question de la continuité de la représentation ; même si l'on a à faire à une scène immobile, c'est-à-dire si toutes les photographies sont identiques, on est obligé si l'on veut éviter ce flicker d'accroître notablement la cadence des images et d'approcher de 50 à 60 reproductions par seconde (et même davantage si l'image est très brillante). Au cinéma, les inconvénients de ce phénomène sont évidents, car si au lieu de 16 photographies par seconde il est nécessaire d'en prendre et d'en passer, par exemple 18, la pellicule sera trois fois plus longue et par conséquent trois fois plus chère. En télévision, des conséquences absoluement analogues se produiront sur lesquelles nous revenons un peu plus loin.

II. Si la télévision est caractérisée, comme le cinéma, par une reproduction discontinue de la réalité dans le temps, c'est-à-dire par la substitution à une réalité continûment mouvante d'une série discontinue de N images fixes par seconde, l'on sait au contraire que les procédés de reproduction d'une image donnée diffèrent essentiellement. Alors qu'au cinéma chaque image est reproduite « instantanément » et « en bloc », la reproduction de l'image s'analyse en télévision comme une véritable description de celle-ci, région par région, point par point. Cette description qui doit s'effectuer, notons-le, en un $N^{ième}$ de seconde s'il y a N images par seconde, peut se faire à priori de différentes façons. Une des plus simples est celle qui consiste à « écrire » l'image ligne par ligne, de gauche à droite et de haut en bas.

Un dessinateur qui reproduit une image ne procède certes pas ainsi, mais les enfants qui s'amusent en frottant leur crayon sur une feuille de papier blanc à reproduire une médaille ou une pièce de monnaie en relief agissent, au contraire, exactement de la même façon. Cette méthode est d'ailleurs, — à un raffinement près, l'entrelacement, dont nous dirons un mot plus loin — la méthode qui est réellement utilisée actuellement.

L'image reproduite sera d'autant meilleure, d'autant plus fine que la description en aura été faite plus minutieusement et de façon plus détaillée. Il est clair notamment que plus le nombre de lignes utilisé dans la description sera élevé, plus précise sera l'image. La précision de la reproduction dépendra aussi de la façon plus ou moins minutieuse dont chaque ligne est décrite, c'est-à-dire en somme du nombre de points noirs, blancs ou gris existant sur chaque ligne (1).

III. En résumé, la télévision en noir et blanc s'analyse en deux traits :

1) transmission discontinue de la réalité dans le temps ; substitution à cette réalité continue de N images fixes par seconde ;

2) description de chaque image effectuée pendant le $N^{ième}$ de seconde dont on dispose à cette effet, description plus ou moins fine selon le nombre de lignes utilisé.

La qualité de la transmission télévisuelle va donc dépendre de deux facteurs :

— le nombre d'images par seconde caractérisant, pour ainsi dire, la qualité dans le temps, d'une part, et d'autre part

---

(1) Il est intéressant d'observer que la nécessité où l'on se trouve de procéder à une description point par point de l'image et de renoncer à la reproduction instantanée du cinéma est due essentiellement non aux appareillages de prise de vue et de reproduction, mais au mode de transmission utilisé. La transmission radioélectrique a, en effet, un double caractère. Elle est électrique et elle est « mono-canal » ou, si l'on préfère, à voie unique. Elle s'analyse, en effet, comme la possibilité de reproduire en un point B distant de A la variation en A d'une certaine grandeur électrique. Cette définition comporte deux mots essentiels : l'adjectif « électrique » qui fait dire que la transmission est électrique et l'adjectif numéral cardinal « une » (qu'on excuse cette précision pédante mais nécessaire) qui fait dire que la transmission est « mono-canal » ou à voie unique, car à un instant donné elle ne permet de reproduire en B qu'une seule quantité, elle ne transporte qu'une seule information.

Le fait que la transmission est électrique agit bien entendu sur les appareillages. Il faut à l'émission, ou plus exactement avant l'émission, transformer les images en grandeurs électriques, il faut exactement prendre des « photographies électriques » au lieu de prendre des photographies chimiques comme au cinéma. Il faut de même, à la réception, transformer les grandeurs électriques en grandeurs lumineuses.

Ces problèmes sont bien connus et l'arsenal des phénomènes photoélectriques permet de les résoudre de façon plus ou moins simple. A l'émission, c'est bien une véritable « photographie électrique » complète qu'on obtient « en bloc » sur la mosaïque des écrans des caméras de prise de vue. Mais le second caractère de la transmission, le fait qu'elle est « mono-canal », oblige à transmettre cette photographie électrique par description et ne permet aucunement de la transporter « en bloc » comme c'est le cas pour la photographie chimique du cinéma. A l'arrivée, les appareillages qui transforment les grandeurs électriques en grandeurs lumineuses ont donc été développés de façon à s'adapter à cette description. Il est permis de penser que si la transmission permettait véritablement de transporter la photographie électrique prise au départ « en bloc » sans avoir à la décrire, l'on aurait développé à la réception des appareillages susceptibles de reproduire également la réalité lumineuse à partir de cette photographie électrique.

Les récentes réalisations américaines en matière d'amplificateurs de lumière en sont un indice. On doit reconnaître cependant que la traduction électricité-lumière du type « à description » est particulièrement facile à réaliser et a été portée aujourd'hui à un tel degré de perfection qu'on a quelque difficulté à imaginer que l'on aurait aussi facilement mis au point des appareillages traducteurs d'un type « instantané ».

— la finesse de l'image, sensiblement proportionnelle au carré du nombre de lignes, finesse qui caractérise, pour ainsi dire, la qualité dans l'espace.

Voie et appareillages

Il n'est pas possible d'étudier ici, même de façon schématique, tous les problèmes techniques que pose la transmission des images. On distinguera cependant — pour la télévision comme d'ailleurs pour tout autre service de télécommunication — deux domaines bien différents : celui de la « Voie » et celui des « Appareillages terminaux ».

A l'émission, les appareillages peuvent s'analyser comme comportant des dispositifs « traducteurs » qui transforment en grandeurs électriques adéquates les informations à transmettre et des dispositifs « émetteurs » qui envoient ces grandeurs électriques sur la voie de transmission.

A la réception, les appareillages terminaux comportent, de la même façon, des dispositifs « récepteurs » qui captent les signaux électriques arrivant sur la voie de transmission et des dispositifs « traducteurs » qui reconstituent à partir de ces signaux électriques les grandeurs à reproduire (son ou image).

En ce qui concerne la voie de transmission, elle s'analyse de façon extrêmement tangible lorsqu'il y a transmission par fil, par câble (ou encore par relais hertzien), mais elle est plus difficile à concevoir lorsqu'il s'agit de transmission radioélectrique, c'est-à-dire lorsque la voie utilisée est constituée par une partie de ce que l'on appelle le spectre des fréquences radioélectriques.

Ces définitions données, nous en venons maintenant à deux points importants :

— quelle relation y a-t-il entre la qualité de la transmission télévisuelle et les prix de la voie et des appareillages ?

— quelles sont les importances relatives, du point de vue économique, du prix de la voie et du prix des appareillages ?

a) En ce qui concerne la première de ces questions, l'on n'étonnera pas les ingénieurs, encore moins les industriels et peut-être moins encore les profanes, en indiquant que d'une façon générale le prix d'une transmission télévisuelle est proportionnel à la qualité que l'on désire obtenir. Il y a cependant lieu d'introduire ici tout de suite la distinction précitée. Il y aurait, en effet, place à une assez longue discussion et à une analyse de détail du prix des appareillages terminaux. Si , d'une façon générale, ces appareillages sont plus chers pour des systèmes de haute qualité que pour des systèmes de qualité inférieure, il se peut que des formules simples comme celle d'après laquelle le prix serait « proportionnel » à la qualité (si celle-ci pouvait être exactement chiffrée) soient par trop sommaires et s'éloignent souvent très sensiblement de la réalité. A l'inverse, si l'on considère la voie de transmission, la formule simpliste ci-dessus présente en première approximation une très bonne exactitude.

Se référant à ce qui a été dit plus haut sur la qualité de la transmission visuelle, on peut donc dire que le prix de la voie de transmission — ou si l'on préfère encore les dimensions de cette voie — sont proportionnels aux deux facteurs retenus plus haut : nombre d'images par seconde, finesse de l'image. Que le prix de la voie de transmission soit proportionnel à la finesse de l'image, la chose est facilement admise par le profane qui la pressentait et aurait pu sans doute l'exprimer de lui-même. En revanche, la proportionnalité de ce prix de la voie au nombre d'images transmises par seconde — pour évidente qu'elle soit une fois énoncée puisqu'il s'agit en somme de la « quantité » d'images fournies peut surprendre davantage. Il en résulte une conséquence importante. Nous avons vu que sur trois images transmises, deux l'étaient en somme uniquement pour éviter le flicker. Il est donc permis de dire que les 2/3 de la voie de transmission sont utilisés uniquement pour éviter ce phénomène de papillotement à priori cependant si peu important.

Nous avons employé ci-dessus le mot de « dimension » de la voie dans un sens très général. Il conviendrait encore de préciser qu'il s'agit exactement de ce que les ingénieurs appellent la « largeur de bande » de la transmission ou encore la « largeur de la voie », la « largeur du canal », etc.

Cette largeur s'exprime en mégacycles par seconde (Mc/s) et comme la radiodiffusion dispose pour toutes ses émissions de certaines parties du spectre ayant une largeur totale donnée, l'on voit que plus la voie de transmission est large moins l'on disposera de voies pour satisfaire l'ensemble des besoins. Rappelons encore que la largeur de la voie de transmission américaine est de 6 Mc/s, celle de la voie anglaise de 5 Mc/s, celle des pays de l'Europe continentale de 7 Mc/s, celle de l'URSS et des Républiques populaires de 8 Mc/s, celle de la France enfin de 11 Mc/s.

b) Venons-en maintenant à la deuxième question. Quelles sont les importances économiques relatives de la voie et des appareillages terminaux ?

Sans doute chaque cas particulier mérite-t-il une étude propre et des réponses trop générales et trop affirmatives à la question risquent de se révéler inexactes pour tel ou tel service ou dans tel ou tel cas. Cependant quelques observations générales peuvent être faites à ce sujet. Souvent, en effet (mais pas toujours), il est possible de diminuer le prix de la voie, la largeur de la voie, si l'on accepte d'apporter aux appareillages terminaux certaines complications supplémentaires. A l'inverse, il arrive quelquefois (souvent même) que l'on propose des dispositifs permettant de simplifier l'appareillage mais qui entraînent un élargissement de la voie. Y a-t-il ici quelque règle générale à définir en ce qui concerne l'attitude qu'il conviendrait d'adopter a priori en pareils cas ?

L'on professe généralement à ce sujet dans les écoles supérieures des télécommunications un grand principe général technico-économique, celui de la

priorité de la voie sur les appareillages. Toute idée, toute nouveauté, qui auraient pour conséquence d'augmenter la largeur de la voie seraient à rejeter à priori, si intéressantes qu'elles puissent apparaître en ce qui concerne les appareillages. Et à l'inverse, tout principe susceptible de diminuer l'encombrement de la voie serait à retenir même s'il entraîne une augmentation du prix des appareillages terminaux. Deux observations s'imposent à nous cependant à ce sujet. Ce principe paraît surtout valable lorsqu'il s'agit de liaisons par fil et aussi lorsqu'il s'agit de véritables « communications », c'est-à-dire de liaisons d'un point à un autre. Il s'agit d'examiner ces deux points car nous nous trouvons précisément ici dans des hypothèses différentes. Lorsqu'il n'y a pas liaison d'un point à un autre mais bien « diffusion », comme en radiodiffusion ou en télévision, les appareillages terminaux à l'arrivée sont extrêmement nombreux et leur importance économique devient prépondérante alors que dans les liaisons point à point l'appareillage d'arrivée est unique. C'est ainsi qu'en radiodiffusion on peut considérer que le prix des récepteurs est de 10 à 100 fois plus considérable que celui des émetteurs. Tout système (pour les spécialistes, nous évoquerons par exemple la bande latérale unique) qui se traduit par une augmentation du prix ou par une complication du récepteur n'a alors que très peu de chance de s'imposer, même s'il économise la voie. On voit que le principe général énoncé plus haut, s'il est probablement valable pour les liaisons point à point, doit donc être considéré au contraire comme au moins discutable lorsqu'il s'agit de radiodiffusion. Le récepteur — multiplié à des millions d'exemplaires — devient alors l'élément économique essentiel. On ne saurait trop insister sur ce point qu'il conviendra notamment de ne pas perdre de vue lorsque sera abordé le problème de la couleur. On peut d'ailleurs encore ajouter que ce qui vient d'être dit des appareillages d'arrivée peut aussi être dit des appareillages de départ lorsqu'il s'agit de « diffusion ». L'on peut, en effet, être amené lorsque l'on utilise notamment des ondes décimétriques à utiliser un grand nombre d'émetteurs pour couvrir un territoire donné.

Cette considération est sans doute moins importante que la précédente, mais elle joue dans le même sens. Avec les réserves qui s'imposent lorsqu'il s'agit d'énoncer des principes généraux de ce genre, nous pouvons donc conclure que lorsqu'il s'agit de « diffusion », l'importance économique des appareillages est aussi grande, sinon plus grande que celle de la voie.

Il faut, d'autre part, noter, et c'est le premier, des points que nous avons énoncés un peu plus haut que la question se présente tout à fait différemment lorsqu'il s'agit de communications par fil ou de communications sans fil. Dans le premier cas, le prix de la voie est, en effet, quelque chose de tout à fait clair et tangible, qui s'exprime par le nombre de conducteurs ou par leur section, et l'on peut chiffrer un tel prix sans trop de difficulté. Il en est bien autrement lorsqu'on utilise une voie radioélectrique. Le spectre des fréquences radioélectriques est, en effet, un bien commun, immatériel, mais limité (quoique susceptible de s'augmenter lentement par une sorte de défrichage), un véritable domaine public qui, pour reprendre l'expression frappante d'un rapport officiel américain « demande à être sagement exploité et conservé comme ses frères tangibles l'huile, le charbon, le cuivre, les forêts et l'énergie hydro-électrique ». On peut aussi et même sans doute plus exactement le comparer à la terre elle-même, à la superficie de la terre plus exactement, superficie dont chaque mètre carré doit être utilisé au mieux de l'intérêt général. D'un nombre d'hectares donné nous pouvons faire des routes, des terrains de sport, un parc national, des aérodromes, des pâturages, des champs de tulipes ou des cités ouvrières. De même, nous pouvons affecter une partie du spectre, un nombre donné de mégacycles à des liaisons commerciales, à la navigation maritime, à la navigation aérienne, à la défense nationale, à la radiodiffusion sonore, à la télévision, aux applications industrielles et médicales, aux usages privés, etc. Il y a dans les deux cas une politique du bien commun fort difficile à définir et à mener et plus difficile encore dans le cas du spectre dans la mesure où il s'agit d'une « denrée internationale » dont le meilleur usage doit être défini par tous les pays intéressés. Les grandes conférences internationales qui partagent le spectre entre les services ne sont d'ailleurs pas moins difficiles et tumultueuses que celles qui le partagent ensuite entre les pays.

Bien plus, si sur les hectares dont nous disposons nous avons décidé de bâtir des habitations, d'autres problèmes vont se poser. Quel genre de maison ? Villas individuelles de dimensions confortables avec jardin, ce qui nous amènera à construire un petit nombre de maisons ou, au contraire, cités à bon marché avec un nombre beaucoup plus élevé de maisons moins grandes et plus rapprochées ?

De même, une fois attribués à la télévision un certain nombre de mégacycles dans le spectre, nous allons avoir à décider si nous les affecterons à un petit nombre de diffusions à grande largeur de bande ou à un nombre plus élevé de diffusions à grande largeur de bande ou à un nombre plus élevé de diffusions à bande plus étroite, en d'autres termes, si nous choisissons beaucoup d'émissions de qualité moyenne ou moins d'émissions, mais de qualité supérieure.

Il faut bien voir cependant qu'il existe en ce qui concerne le terrain — et c'est ici que notre comparaison est sans doute imparfaite — un élément objectif régulateur très sûr qui nous permet jusqu'à un certain point d'éviter une étude poussée des utilités respectives, étude qui devrait mettre en jeu des critères d'ordre social ou moral. Cet élément est tout simplement le prix du mètre carré. A l'inverse, le prix du mégacycle n'est coté dans aucune bourse et son appréciation implique des études longues et délicates dont les conclusions seront fatalement incertaines dans la mesure où elles reposent sur certains jugements de valeur.

Ces considérations sur le prix de la voie ont pu apparaître comme une digression. Elles étaient

cependant absolument nécessaires dans la mesure où elles vont faire ressortir pourquoi le problème de la télévision en couleur se présente en Europe dans un contexte assez différent de celui dans lequel il a été résolu aux USA (1).

Télévision en couleur. Solutions techniques.

La télévision en couleur repose sur un principe simple de colorimétrie bien connu des physiciens et même du grand public, le principe de la trichromie :

« Il est possible de reproduire n'importe quelle couleur donnée en « additionnant » en proportions convenables trois couleurs convenablement choisies ». Pour définir clairement ce qu'il faut entendre ici par « addition », décrivons exactement les opérations physiques correspondantes. Voici une scène colorée comportant les teintes les plus diverses. Prenons une photographie de cette scène à travers un écran vert. La photographie ainsi obtenue est une photographie noire et blanche ordinaire, soit cette photographie *V*. Recommençons l'opération avec un écran rouge, nous obtenons une photographie *R*. Opérons enfin une troisième fois à travers un écran bleu et nous avons une troisième photographie *B*. Ces trois photographies sont noires et blanches, répétons-le. Projetons maintenant sur une feuille blanche la photographie *V* à travers le même écran vert utilisé à la prise de vue, nous obtenons une image verte. Superposons à cette image verte les images rouge et bleue obtenues de la même façon, nous observerons alors sur l'écran de projection une reproduction fidèle des couleurs de la scène initiale (2).

Un tel système fonctionne parfaitement (c'est d'ailleurs très exactement, nous le verrons, le système CBS) excepté cependant pour les couleurs saturées, c'est-à-dire les couleurs vives situées en dehors d'un certain triangle dont les sommets. sont les trois couleurs choisies : vert, rouge, bleu. Heureusement, de telles couleurs sont très rares (surtout en Europe, car aux Etats-Unis l'habillement et même la nature présentent souvent des couleurs plus vives, pas forcément criardes d'ailleurs, qui peuvent se trouver en dehors du triangle) et les conséquences pratiques de ce fait sont négligeables.

Ce principe acquis, le problème de la télévision en couleur semble résolu puisque cette télévision s'analyse simplement en trois télévisions monochromes. Sans doute allons-nous avoir à résoudre des problèmes d'appareillage nouveaux aussi bien à la prise de vue qu'à la réception. Il va falloir, en effet, prendre trois photographies électriques absolument identiques et superposables au lieu d'une seule, ce qui va poser des problèmes pratiques, mais ce qui s'analyse à première vue par une simple multiplication par trois du nombre des caméras. A la réception, nous aurons de même en principe trois tubes-image au lieu d'un et nous aurons aussi à réaliser soigneusement, avec une grande précision, la superposition géométrique des trois images verte, rouge et bleue. Ce problème pourra d'ailleurs être résolu de différentes façons.

En ce qui concerne la transmission, nous allons aussi avoir à transmettre trois images au lieu d'une. Là encore, à première vue, aucune difficulté de principe. L'on utilisera trois voies au lieu d'une. Certains problèmes de transmission nouveaux se présenteront sans doute, par exemple ceux relatifs à la disposition la plus judicieuse des trois voies, à leur situation relative, à leur « parallélisme », aux gênes que ces transmissions peuvent s'apporter l'une à l'autre, etc. La télévision en couleur s'analyse donc, répétons-le, tant pour les appareillages que pour la transmission, comme constituée en somme par trois télévisions noires et blanches. Comme nous avons résolu le problème du noir et blanc, il nous suffit donc de multiplier par trois nos solutions et nos appareils en prenant certaines précautions pour la prise de vue et la transmission et en réalisant soigneusement à l'arrivée la superposition des images.

En fait, le problème de la télévision en couleur a été considérablement compliqué et même à première vue rendu insoluble par deux conditions *supplémentaires arbitraires* que les Américains se sont imposées *a priori* — mais évidemment non sans raison — et dont nous devons examiner si elles sont fondées en ce qui concerne l'Europe. L'une de ces conditions est relative à la voie, l'autre à l'appareillage.

a) *Maintien pour la couleur de la largeur de la voie de transmission noir et blanc.*

La première de ces conditions apparaît dès son énoncé comme particulièrement sévère et même comme a priori impossible à satisfaire. La largeur de la voie de transmission étant, on l'a vu, aux USA de 6 Mc/s pour le noir et blanc, les autorités de la FCC ont décidé assez rapidement, et l'industrie s'est ralliée à cette décision, d'exiger de tout système de télévision en couleur qu'il puisse s'accomoder de cette même largeur de bande. Cette exigence choque au premier abord et semble même absolument inconciliable avec les données que nous venons d'énoncer. Il semble qu'on demande ici quelque chose d'aussi déraisonnable que de faire courir de front trois automobiles sur une route juste assez large pour une seule, ou de faire rentrer un litre de bière, un litre de vin et un litre de café dans une bouteille d'un litre.

(1) Notons brièvement ici à l'usage des spécialistes quelques exemples relatifs à la télévision noire et blanche et qui illustrent le problème des importances relatives de la voie et des appareillages. L'entrelacement qui permet de passer 25 images par seconde au lieu de 50 en transmettant alternativement des photographies des lignes paires et impaires de l'image est un exemple très frappant de décision prise en faveur de la voie, mais qui a compliqué certainement les récepteurs et pesé sur leur prix et leur qualité. Même observation en ce qui concerne la transmission à bande latérale atténuée (vestigial side-band). A l'inverse, certains systèmes modernes très élaborés, par exemple ceux du type à « information différentielle » ne se sont pas encore imposés et auront sans doute beaucoup de mal à le faire car bien que conduisant à une économie massive sur la voie, ils compliquent par trop les appareillages terminaux.

(2) Nous devons faire attention au fait que pour qu'il y ait addition il faut trois sources de lumière, trois projections superposées sur une même feuille blanche. Si nous procédions avec une seule source et que nous voulions par exemple superposer les photographies et les écrans, nous obtiendrions des résultats fort différents et le plus souvent une image complètement noire.

La largeur de la voie est, en effet, nous l'avons vu, proportionnelle au produit du nombre d'images par seconde, par la finesse de l'image. Nous avons maintenant trois images à transmettre : la bleue, la verte, la rouge. Nous ne pouvons donc a priori nous en tirer, si nous voulons que la largeur totale de la voie ne dépasse pas les 6 Mc/s du noir et blanc, qu'en acceptant de diviser par trois la largeur de chacune des voies élémentaires. Et ceci doit nous conduire à réduire pour chaque image primaire, soit le nombre d'images par seconde, soit la finesse de l'image, soit l'un et l'autre, c'est-à-dire à diminuer la qualité de chaque transmission monochrome et finalement de la transmission de l'image en couleur. Il paraît donc contradictoire a priori de vouloir sauvegarder cette qualité et d'exiger le maintien de la voie de 6 Mc/s.

b) *Compatibilité*

Une seconde condition, une seconde exigence, semble plus inoffensive et l'on voit moins sans entrer dans une étude de détail à quelles difficultés elle peut conduire. Il s'agit de ce que l'on appelle la compatibilité du système. Un système est dit compatible lorsque les signaux de télévision en couleur circulant sur la voie de transmission peuvent être captés en noir et blanc par les récepteurs existants. (C'est ainsi que, comme nous l'avons indiqué en débutant, les programmes en couleur sont reçus comme tels aux USA par les 10 ou 20 000 récepteurs de couleur vendus récemment dans ce pays, mais près de 30 millions de récepteurs noir et blanc existants les reçoivent en noir et blanc). En imposant à un système d'être compatible, on le soumet d'ailleurs indirectement à d'autres conditions (et par exemple la condition précédente du maintien de la voie peut, jusqu'à un certain point, être considérée comme une conséquence logique de la compatibilité), mais nous ne pouvons nous étendre ici sur ces points dont nous aurons d'ailleurs l'occasion de traiter succinctement un peu plus loin.

Les implications de cette condition supplémentaire de compatibilité sont, on l'a dit, plus difficiles à apprécier immédiatement. Cependant, l'on voit bien que le schéma de principe à trois voies parallèles correspondant aux trois transmissions verte, rouge, bleue, ne se prête pas bien, tel que, à ladite condition. La reproduction d'une image noir et blanc ne peut en effet s'opérer à la réception que si les trois signaux vert, bleu rouge sont reçus et traduits alors qu'il est clair que les récepteurs noir et blanc existants ne sont normalement équipés que pour recevoir et traduire un signal unique.

***

La deuxième partie de cette conférence est essentiellement consacrée à « expliquer », à « justifier » ces deux conditions. Nous nous demanderons ensuite si les raisons explicitées ou non qui sont à la base des décisions américaines en la matière ont en Europe la même valeur. Mais il nous faut d'abord en étudiant les grandes lignes des deux solutions réellement expérimentées aux Etats-Unis, la solution de la CBS et la solution dite du NTSC, montrer *comment, dans quelle mesure* et *à quel prix, il a été possible de satisfaire à ces conditions.*

Notons que la présentation systématique et didactique que nous allons donner de ces systèmes et très particulièrement du système NTSC ne constitue qu'un travail de synthèse effectué « après coup », qu'une prise de conscience des choses qui ne s'est que progressivement réalisée, de sorte qu'il serait singulièrement inexact de voir dans ces systèmes l'aboutissement sur le plan technique de conceptions à priori. Tout au contraire, c'est à partir de réalisations matérielles, fondées elles-mêmes sur des idées inexactes ou partiellement exactes seulement, à la poursuite de buts irréalisables ou sans intérêts, sous le couvert de principes discutables ou même de mots dont le contenu psychologique et publicitaire était valable, mais dont le sens exact était à l'origine inconnu de ceux-mêmes qui en faisaient la règle d'or de leurs travaux que, de tâtonnement en tâtonnement, d'échec en échec, d'expérience en expérience se sont dégagés à la fois les réalisations techniques et les principes scientifiques ou psycho-physiologiques correspondants, ces principes n'intervenant même le plus souvent qu'après coup pour expliquer les raisons d'un échec ou d'un succès.

Une observation préalable

Nous commencerons par une observation d'ordre général. Lorsqu'on réfléchit au schéma de transmission trichrome, on est frappé par ce que les spécialistes de la théorie de l'information appellent la « redondance », c'est-à-dire le gaspillage consistant dans la répétition inutile sur la voie de transmission d'informations déjà données. Voici une photo verte de la scène à transmettre. Cette photo reçue, nous connaissons pratiquement tout le contenu géométrique de cette scène avec des indications (très strictement ce ne sont encore que des probabilités !...) sur les éléments verts qu'elle peut contenir. En transmettant l'image rouge, nous nous répétons beaucoup, car nous recommençons entièrement cette description géométrique en y ajoutant seulement quelques informations nouvelles sur le contenu de l'image en éléments rouges. Même observation pour la transmission de l'image bleue.

Le système CBS

Partant de cette observation sur la redondance d'une transmission trichrome on peut, comme l'ont fait les ingénieurs de la CBS, remarquer que cette redondance existe déjà en ce qui concerne le noir et blanc. Nous avons déjà noté que 16 images par seconde suffiraient pour la continuité du mouvement alors qu'on doit (à l'entrelacement près) aller jusqu'à, par exemple, 48 images par seconde ($48 = 3 \times 16$). On peut donc dire — en stylisant peut-être un peu la réalité — que sur trois images successivement transmises en noir et blanc, deux sont inutiles ou plutôt servent exclusivement à éviter le « flicker ». L'idée vient donc normalement de substituer pour ainsi dire la redondance couleur à la redondance noir et blanc déjà existante et de décider

que, puisque sur trois images successives les images 2 et 3 sont inutiles au point de vue de l'information, nous allons passer l'image 1 en vert, l'image 2 en rouge et l'image 3 en bleu (système dit « field sequential » ou à séquence de trames).

Revenant sur la formule qui dit que la largeur de la voie est proportionnelle au nombre des images et à la finesse de celles-ci, nous déciderons en somme qu'au lieu de 30 images par seconde il y aura 10 images vertes, 10 images rouges, 10 images bleues se présentant par série de 3 comme indiqué. A première vue un tel système doit fonctionner admirablement. Il conduit à des appareillages simples et résout parfaitement les problèmes de prise de vue et de recomposition de l'image. Il suffit, en effet, de faire tourner en synchronisme devant une caméra unique et devant un tube de récepteur classique noir et blanc des disques à segments colorés vert, rouge, bleu pour reproduire très exactement le schéma de principe exposé plus haut qui nous a servi à définir le principe de la trichromie.

La seule différence est qu'au lieu de superposer vraiment et simultanément sur l'écran de projection les trois images verte, rouge et bleue, on les superposera successivement sur la rétine de l'œil.

Une seule objection. N'allons-nous pas rencontrer ce que l'on pourrait appeler un « flicker » de couleur ? Cette succession d'images de couleur différente ne sera-t-elle par perçue comme telle ? Il n'en est rien.

L'œil est en effet peu sensible à ce phénomène et si l'on fait alterner sur un écran, à une cadence croissante, une tache verte et une tache rouge d'intensités lumineuses données prises au hasard et de mêmes dimensions géométriques, l'œil percevra une couleur unique d'addition bien avant de cesser d'être gênée par le « flicker » classique dû à la différence des luminosités des taches mais nullement à leur différence de couleur.

L'échec du système vient donc d'ailleurs. Il résulte du simple fait qu'il existe dans la nature de grandes prairies vertes, de grands champs rouges de coquelicots et de grands ciels bleus, c'est-à-dire des paysages qui contiennent presque exclusivement une des trois couleurs élémentaires. Supposons, en effet, que l'image à transmettre soit presque exclusivement verte, pâturages suisses couronnés de sapins verts, par exemple. Les photos prises à travers les écrans rouge et bleu seront alors pratiquement noires. Au lieu de 30 images par seconde nous aurons, donc seulement les 10 images vertes, c'est-à-dire celles correspondant aux photos 1, 4, 7, 10, etc.., les photos intermédiaires rouges et bleues faisant défaut. Il en résultera d'abord une certaine discontinuité du mouvement si un chasseur vert se promène dans la prairie puisque la cadence de 10 images par seconde est inférieure au chiffre limite de 16 indiqué plus haut.

Mais ce premier effet n'aurait pas été rédhibitoire ; il en existe malheureusement un autre infiniment plus grave. Nous souffrirons, en effet, d'un « flicker » absolument intolérable (non pas un « flicker » entre couleurs, répétons-le, mais un « flicker » tout court) puisque nous aurons seulement 10 images par seconde au lieu des 30 images nécessaires. Même phénomène si la scène est entièrement rouge ou entièrement bleue. De fait, pour qu'il n'y ait pas papillotement il faudrait que les images successives vertes, rouges, bleues aient à très peu près le même éclairement moyen, condition qui n'est jamais réalisée en pratique et qui au surplus ne peut l'être, de par la nature des choses, pour les blancs et les gris qui dominent dans la nature.

Un autre inconvénient beaucoup moins grave, mais que nous tenons à indiquer parce qu'il illustre les résultats quelquefois inattendus et mêmes amusants de la décomposition de l'image en éléments primaires, est celui que met en lumière par exemple le mouvement d'une balle de tennis blanche. Nous prenons de cette balle une photo verte que nous projetons, un 30e de seconde après une photo bleue. Si la balle n'a pas bougé, les trois balles verte, rouge et bleue superposées redonneront bien une, balle blanche. Mais si la balle est en mouvement, les trois images élémentaires seront légèrement décalées et au lieu d'une balle blanche nous verrons une ellipse blanche auréolée de franges jaune, bleu clair et rose.

Cet effet appelé dans la littérature américaine « color fringing » est cependant très secondaire et c'est l'effet de papillotement qui pratiquement est le seul à considérer. Pour l'éviter, nous devons nous placer dans le cas le plus défavorable, celui d'une image toute verte par exemple. Pour qu'il n'y ait pas alors de « flicker », il faudrait qu'il y ait 30 images vertes par seconde. Comme nous avons considéré le cas le plus difficile et qu'il y a malgré tout toujours un peu de rouge et un peu de bleu dans l'image à transmettre, nous pourrons descendre légèrement en-dessous du chiffre 30 et adopter par exemple une cadence de 24 images vertes par seconde.

Nous sommes ainsi retombés dans une redondance, dans un gaspillage pire que celui que nous avions voulu éviter.

Si nous désirons n'utiliser que 6 Mc/s de voie, c'est-à-dire allouer 2 Mc/s à chaque couleur, on voit donc que le produit du nombre d'images vertes par la finesse de l'image verte doit être trois fois plus petit que pour le noir et blanc. Comme le nombre de ces images verte est égal au 24/30e de celui du noir et blanc (et non au 10/30e comme nous l'avions espéré), nous en déduisons que la finesse ne peut plus être que :

$$\frac{1}{3} \times \frac{30}{24} = \text{environ } 0{,}4$$

soit 40 % de ce qu'elle est en noir et blanc, résultat qui est difficilement admissible surtout compte tenu de ce que la finesse de l'image américaine noir et blanc, quoique très suffisante, n'est certainement pas excessive.

Par un artifice, le « dot interlace », dont la description sortirait complètement du cadre de cette

conférence, les ingénieurs de la CBS avaient cependant réussi à multiplier par environ $\sqrt{2}$ cette finesse, ce qui les amenait à environ 60 % du noir et blanc, soit exactemenf 405 lignes.

Au total une telle image était cependant fort acceptable et même agréable. Ainsi au prix d'une petite perte sur le « flicker » (24 images là où il y en aurait sans doute fallu 30), et d'une certaine perte sur la définition (405 lignes au lieu de 525), les ingénieurs de la CBS avaient en somme répondu à la première condition, c'est-à-dire celle des 6 Mc/s pour la largeur du canal. Cependant leur système devait finalement échouer parce que la condition de compatibilité n'était pas satisfaite.

En effet, la description de l'image par le système « prise de vue — transmission » ne s'effectuait pas en synchronisme avec les récepteurs existants. Chaque image était, en effet, décrite et transmise en 1/72e de seconde alors que les crayons électroniques qui, sur les récepteurs noir et blanc, écrivent l'image, sont construits pour effectuer cette écriture en 1/30e de seconde. Il était donc nécessaire de modifier assez sensiblement ce qu'on pourrait appeler le système de mise en page à l'arrivée — pratiquement les oscillateurs de relaxation des récepteurs. De telles modifications ne sont pas très importantes lorsque les oscillateurs ont été prévus pour fonctionner dans une gamme suffisamment large de vitesses et il est possible alors, par des commutations simples, de les faire fonctionner alternativement, à volonté, soit à 1/30e soit à 1/72e de seconde.

En fait cependant, les récepteurs noir et blanc existant aux USA ne pouvaient fonctionner au 72e de seconde qu'au prix de modifications assez importantes. Le système était donc incompatible et ce fut là *une des causes essentielles sinon la cause unique de son échec*. On notera cependant qu'il fut aussi à l'époque violemment critiqué parce qu'il comportait des solutions mecaniques (disques tournants au départ et à l'arrivee). La RCA usa et abusa de l'argument en opposant au système CBS son « Fully compatible — non mechanical — all electronic system ». En réalité, les deux derniers de ces reproches, d'ailleurs eux-mêmes redondants, ne résistaient guère à l'analyse et c'est bien sa seule incompatibilité qui a condamné le système CBS, sous réserve des observations complémentaires que l'on trouvera plus loin.

On soulignera enfin que lorsqu'il n'y a pas de voie de transmission ou que celle-ci est sans importance économique — par exemple lorsqu'il s'agit de réalisations en « circuit fermé » (démonstrations chirurgicales, par exemple) — le système CBS demeure excellent. En effet, si un tel système gaspille la voie dans la mesure où il conserve sur ladite voie trois transmissions alors que, comme l'on le verra plus loin, des économies importantes sont ici possibles, en revanche, il résout d'une façon extrêmement élégante le problème des appareillages. Pratiquement, en effet, c'est l'appareillage classique noir et blanc qui va traiter, tant à la prise de vue qu'à la réception, les trois images élémentaires en couleur. De l'énoncé même du principe de la trichromie, il résultait, nous l'avons vu, que nous allions avoir à multiplier par trois et la voie de transmission et les appareillages terminaux. En négligeant certains détails, il est permis de dire que le système CBS permettait de renoncer à cette multiplication par trois en ce qui concerne les appareillages terminaux mais qu'il laissait intacte, en ce qui concerne la voie, la nécessité d'une telle multiplication par trois.

Le système NTSC

Partant de la même observation initiale sur le gaspillage d'information qui caractérise la transmission trichrome, les ingénieurs du National Television System Committee (NTSC) (1) ont suivi une ligne de pensée différente et qui s'est révélée plus fructeuse.

Une fois l'image verte transmise (qui diffère d'ailleurs fort peu du point de vue luminosité de l'image en noir et blanc), on sent, on l'a dit, qu'il est superflu de recommencer à transmettre les informations géométriques. Il suffit peut-être de transmettre certaines indications supplémentaires relatives au rouge et au bleu. Une analyse extrêmement poussée des exigences de l'œil en matière de vision colorée — analyse qu'il ne saurait être question de présenter ici — a de fait montré qu'une fois transmise avec toute sa finesse une image noire et blanche, il était possible de la « colorier » ensuite assez grossièrement et d'obtenir par ce coloriage simplifié d'une bonne image noire et blanche une bonne image de couleur. L'analyse et l'expérience ont montré que la transmission de ce coloriage rudimentaire était une opération qui était loin d'exiger la largeur de bande qu'on aurait pu penser tout d'abord. Si la voie noire et blanche est de 6 Mc/s et si dans le systeme où l'on transmet séparément les images vertes, bleues, rouges, l'on désire ne rien perdre de la qualité, il faut, on l'a vu, garder à peu pres 6 Mc/s pour chaque voie soit 18 Mc/s au total. En opposition frappante avec ce chiffre, l'on s'aperçoit que pour « colorier » convenablement une image noire et blanche dont la transmission se fait sur une voie de 6 Mc/s, il suffit d'une transmission supplémentaire qui exige une largeur de bande de seulement 2 Mc/s au total.

On notera sans pouvoir y insister, que ce coloriage comporte deux valeurs, comme on pouvait s'y attendre, deux éléments : en fait (2) la teinte, c'est-à-dire la couleur dominante, et la saturation, c'est-à-dire la vivacité, la profondeur de la couleur laquelle s'exprime aussi — en sens inverse — par le degré de dilution de la couleur dominante dans le blanc, le degré de « lavage » de cette couleur. Mais c'est bien pour l'ensemble de ces deux éléments qui constituent le coloriage qu'une largeur totale de 2 Mc/s est suffisante. Cette constatation rejoint une observation d'expérimentation quotidienne, à

(1) Comité national réunissant les représentants de toutes les grandes firmes américaines radioélectriques constitué, ou plutôt reconstitué en 1951 lorsqu'il apparut que le système *CBS* — malgré les décisions de la *FCC* — ne pourrait s'imposer.

(2) La réalité est un peu plus complexe.

savoir que le « coloriage » des détails trop fins est inutile. Les grandes surfaces doivent avoir leurs couleurs très fidèlement rendues, mais ceci ne coûte pas cher en voie de transmission, précisément parce qu'il s'agit de grandes surfaces et que quelques indications supplémentaires suffisent. Pour les détails, disons moyens, dont la transmission coûterait déjà plus cher en Mc/s, on se contente de fournir des indications de coloriage simplifié. Par exemple, on ne transmettra que la teinte sans indication de saturation ou avec une saturation toujours la même (en réalité l'information qu'on transmet alors est plus complexe). Enfin, pour les détails très fins on renonce complètement à tout coloriage (mixed highs). Ce coloriage est en effet inutile car l'œil ne le percevrait pas. Si, à une distance de 20 m, nous distinguons une cravate rouge unie d'une cravate bleue unie, nous sommes incapables en revanche de reconnaître la couleur d'une cravate à pois multicolores si chacun de ces pois est vu sous un angle trop petit.

Un pas immense a ainsi été franchi. Au lieu des 18 Mc/s à priori nécessaires (3 × 6), il nous suffit maintenant de 6 Mc/s correspondant au noir et blanc et de 2 Mc/s pour ce que nous avons appelé le coloriage simplifié, soit au total 8 Mc/s. Mais il reste encore quelque compression à opérer, quelque artifice à trouver pour arriver aux 6 Mc/s fatidiques.

Les ingénieurs du NTSC y sont parvenus par une analyse poussée de l'occupation de la voie de transmission noire et blanche, analyse qui a montré que cette voie n'était pas complètement utilisée et qu'il y subsistait des «trous» où il était possible de « fourrer » sinon sans dommage, du moins sans trop de dommage, le coloriage et ses deux mégacycles.

Il est ici tout à fait impossible de donner une explication sérieuse de la chose sans recourir à une étude physico-mathématique complètement hors de question, mais nous essayerons de donner une idée de la chose par une comparaison... qui vaut ce que valent les comparaisons.

Imaginons que notre information noire et blanche soit constituée par un texte écrit à l'encre noire sur du papier blanc, très exactement sur une page blanche d'une certaine largeur égale à 6. Notre information de coloriage va demander un élargissement de la feuille de 6 à 8, de façon que nous puissions porter dans la marge de largeur 2, au moyen de crayons de couleur, les informations supplémentaires nécessaires. Malheureusement, si nous utilisons ainsi un format de 8 au lieu d'un format de 6, nous ne pourrons plus faire rentrer la lettre par la fente de la boîte aux lettres. Qu'allons-nous faire alors ? Nous observerons peut être qu'il existe entre chacune de nos lignes d'écriture des interlignes blancs inutilisés et nous allons porter nos indications de couleur non plus dans la marge mais sur ces interlignes inutilisés. Solution élégante mais qui n'est pas sans inconvénient : bavures, lecture rendue plus difficile, chances d'erreurs surtout si le lecteur aveugle aux couleurs prend les indications colorées pour de l'écriture normale noire.

C'est à peu près ce qui se passe lorsqu'on « fourre » l'information coloriage dans les trous inoccupés de la voie noire et blanche. Un des systèmes lecteurs à l'arrivée qui est conçu pour ne lire que l'écriture noire et qui est insensible à la couleur est en effet bien agencé pour ne lire que les lignes noires et sauter les interlignes, mais si ces interlignes débordent, et c'est malheureusement le cas, ledit système va lire de fausses indications en prenant pour du noir ces informations coloriées. En fait, il en résultera sur l'image une structure pointillée noire acceptable mais légèrement gênante.

En résumé, des 18 Mc/s a priori nécessaires, le système NTSC arrive aux 6 Mc/s demandés, en deux étapes. On note d'abord qu'il est possible de transmettre une image noire et blanche classique sur 6 Mc/s et de la colorier de façon simplifiée mais suffisante en transmettant le coloriage à 2 Mc/s. On note ensuite que l'on peut placer ce coloriage à 2 Mc/s dans les parties inoccupées de la voie normale à 6 Mc/s.

Il faut bien voir maintenant *de quel prix* l'on a payé le résultat final ainsi obtenu et ce qu'il en a coûté de satisfaire à la condition du maintien de la voie. Le prix a été payé de deux façons. D'abord en renonçant à une reproduction tout à fait fidèle des détails de la couleur et en se contentant d'un coloriage — mais sans rien perdre, soulignons-le, de la finesse de l'image en noir et blanc.

Ensuite, en acceptant de contaminer l'image noire et blanche par l'information coloriée et réciproquement l'information coloriée par l'image noire et blanche, par le fait que l'on a « fourré » ensemble ce deux informations sur la même voie de transmission.

L'expérience semble avoir montré que le prix ainsi payé était au total tout à fait acceptable.

L'on devrait ajouter ici, mais plutôt à l'usage des spécialistes, que la transmission dans le canal noir et blanc des *deux* informations qui constituent le coloriage pose de délicats problèmes techniques qui ont reçu une solution très élégante : sous-porteuse, modulation en quadrature, détection synchrone, etc. — mais peut-être assez fragile — et qui se traduit certainement par une complication des récepteurs et probablement aussi par une vulnérabilité accrue de la voie de transmission et du récepteur.

Si l'on se tourne maintenant vers la condition de la compatibilité, l'on constate que les efforts faits pour faire tenir la transmission de la couleur dans la voie de 6 Mc/s ont conduit à une solution qui satisfait cette deuxième condition, à une solution compatible.

En effet, nous avons vu que le système comportait une transmission noir et blanc d'un type absolument normal. La couleur y est transmise comme un coloriage et si elle est placée sur la même voie de transmission que le noir et blanc, elle est, dans les récepteurs de télévision en couleur, détectée et traitée par un appareillage spécial qui n'existe pas dans les récepteurs noir et blanc. Celui-ci ignorera donc le signal de coloriage et traitera le signal noir et blanc tout seul comme il le ferait d'un signal normal noir et blanc non accompagné de coloriage.

Il sera malheureusement lui aussi sensible à cette contamination dont on a parlé plus haut mais dont nous avons dit qu'elle était acceptable et même acceptée.

Le système NTSC satisfait donc bien aux deux conditions que les Américains s'étaient imposées. Après de longues discussions — bien connues de nos lecteurs — ce système a donc été officiellement adopté par la FCC en dae du 17 décembre 1953.

Que peut-on reprocher à un tel système dont la qualité de reproduction est bonne, qui est compatible et qui tient dans une largeur de canal de 6 Mc/s ?

Essentiellement la complication des appareillages. L'extrême élaboration du procédé dont nous n'avons pu donner qu'une idée assez grossière se traduit en effet dans l'appareillage de prise de vue et surtout — nous voulons dire avec des conséquences plus graves — dans les récepteurs. Le problème de la reconstitution à la réception des trois images élémentaires verte, rouge et bleue et de leur exacte superposition ne peut être résolu que par des appareillages compliqués et coûteux. Il faut bien comprendre, en effet, que toute la brillante opération NTSC qui substitue aux trois couleurs élémentaires une information noire et blanche et un coloriage ne vaut que pour la transmission. A l'arrivée comme au départ, il faut bien en rester ou en revenir à la trichromie classique, c'est-à-dire prendre trois photos verte, rouge et bleue au départ et réaliser un récepteur à trois images verte, rouge et bleue à l'arrivée. Ceci a conduit notamment l'industrie américaine à réaliser d'abord des récepteurs à trois tubes écran avec des phosphores rouges, verts et bleus dont on superposait les images par des jeux de miroirs — opération fort délicate — et ensuite à construire des tubes uniques où les phosphores de couleur sont juxtaposés par groupes de trois grains extrêmement rapprochés (en triangle équilatéral). Il y a sur ces écrans plusieurs centaines de milliers de ces grains, lesquels doivent être disposés avec une régularité parfaite pour qu'un faisceau électronique destiné à frapper l'un d'eux ne tombe pas sur le voisin. Comme l'arrivée de ces faisceaux électroniques est commandée par un masque percé lui-même de plusieurs centaines de milliers de petits trous, l'on voit la précision nécessaire dans l'usinage et le montage des éléments. Il n'y a donc pas lieu de s'étonner si un tel tube coûte à lui seul environ 400 dollars (1). Si l'on prend en outre en considération la complexité des circuits de réception et la complexité des circuits qui doivent transformer le signal noir et blanc colorié et reconstituer les trois signaux vert, bleu, rouge, l'on conçoit que le récepteur soit finalement un appareil très compliqué, très cher et probablement assez vulnérable. Des difficultés analogues se rencontrent également en ce qui concerne l'appareillage de prise de vue.

Beaucoup plus que les petites imperfections de principe relevées plus haut, ces difficultés pratiques pourraient apparaître comme la faiblesse du système. L'industrie américaine professe une opinion différente et manifeste une confiance totale dans ses facultés créatrices. Du moment, estime-t-elle, que le système est sain dans son principe et qu'il ne s'agit plus que de réalisations matérielles, l'ingéniosité simplificatrice des bureaux de dessin et des ateliers viendra à bout de toutes les difficultés. Ce ne sont, en effet, que des « equipment limitations » et non des « system limitations » et l'industrie américaine ne s'est jamais effrayée des « equipment limitations ».

Autres systèmes

Les systèmes CBS et NTSC sont les deux seuls systèmes qui aient vraiment été mis au point et « essayés ». Cependant, d'autres réalisations intéressantes ont été proposées ou sont encore proposées sans être véritablement sorties du domaine du laboratoire ou des démonstrations « en circuit fermé », système CTI à séquence de lignes, système de H. de France, et système Philips à deux sous-porteuses de couleurs notamment...).

La seconde et dernière partie de cette étude sera publiée dans le prochain numéro de l'*Onde Electrique* et traitera des aspects économiques et généraux du problème de la télévision en couleurs.

(1) On annonce cependant déjà des tubes d'un prix assez nettement inférieur.

ÉTAT DE LA TÉLÉVISION EN COULEUR AUX ÉTATS-UNIS

PAR

C.G. MAYER

Introduction.

C'est une longue histoire que celle de la télévision en couleurs, et avant d'exposer son état actuel aux Etats-Unis, laissez-moi vous en rappeler une date importante celle du 17 décembre 1953, à laquelle la F.C.C. (Federal Communication Commission) adopta la spécification NTSC des signaux de télévision en couleurs basée sur le système R.C.A.

C'est alors que fut fait un grand pas vers la diffusion de la couleur à un nombreux public. Le problème majeur fut de fabriquer un appareil récepteur de télévision en couleurs dont le fonctionnement soit aussi sûr et la manipulation aussi aisée que ceux des récepteurs noir et blanc, et qui puisse être vendu à un prix suffisamment bas pour intéresser un grand nombre de spectateurs (1).

Tube à rayons cathodiques trichrome.

Le cœur d'un récepteur de couleurs est le tube image et c'est aussi l'élément le plus coûteux. Un immense effort a été fait dans la technique des tubes de couleurs, et le premier commercialement valable fût construit par R.C.A. en 1953. C'était un tube en verre de 15 pouces du type « à masque » qui est maintenant très familier. Le développement intensif ultérieur aboutit à la production en novembre 1954 d'un tube très amélioré de 21 pouces à enveloppe de métal, utilisé aujourd'hui dans les récepteurs. La figure 1 montre l'ancien et le nouveau tube côte à côte.

Le tube R.C.A. type 21 AX P 22, comme il se nomme, a son écran à points de phosphore, déposé directement sur la partie courbée de la face avant donnant ainsi la surface d'image maximum pour un diamètre d'écran donné. Le masque en métal mince qui comporte 300 000 trous est formé de façon à cadrer avec la face avant et est monté directement derrière elle sur des supports à ressort sans friction.

Cette méthode de montage a permis d'éliminer les erreurs mécaniques de cadrage et facilita grandement la production en série (2). Un avantage de la construction à l'aide de coquilles de métal réside en la protection substantielle contre le champ magnétique terrestre. L'effet résiduel peut alors être aisément corrigé au moyen d'un champ magnétique égaliseur, consistant en un système de petits aimants disposés autour de la face avant du tube.

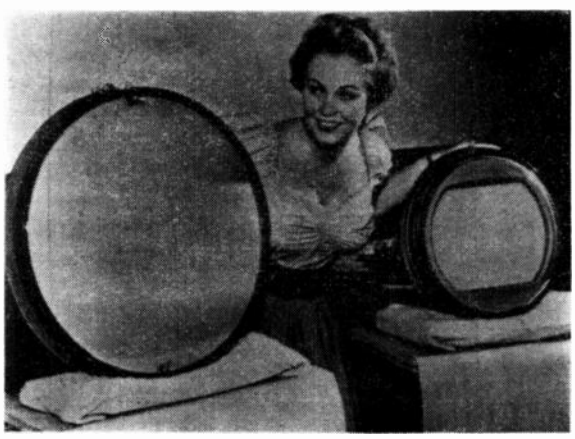


FIG. 1

Comparé à un tube à rayons cathodiques ordinaire noir et blanc de 21 pouces ayant le même angle de déflection de 70 degrés, le tube de couleurs est 2 pouces (5 cm) plus long et quatre livres (2 kg) plus lourd. La différence de longueur ne résulte pas de celle du canon qui est sensiblement le même pour les deux tubes, mais de l'espace nécessaire aux bobines de déviation et autres accessoires localisés sur le cou du tube de couleurs.

Le tube 21 AX P 22 offre une plus grande luminosité que les tubes de couleurs plus anciens, et pour une scène moyenne donne une image en couleurs de 260 pouces carrés de surface avec une importante brillance égale à 25 foot-lamberts. Cette brillance

combinée au filtre en verre de la face avant assure un très bon contraste pour des conditions moyennes d'éclairage ambiant.

Des tubes trichromes de formes diverses ont été construits selon différents principes, tels que ceux qui comportent une grille de focalisation ou des éléments de déviation. Quelques-uns ont été utilisés expérimentalement, mais doivent encore être développés pratiquement.

Mais les constructeurs de ces autres types de tube, même ceux qui ont le plus soutenu leur système ont adopté le type « à masque » pour leurs récepteurs de télévision en couleurs. Aux établissements RCA on est convaincu que le tube 21 AX P 22 est le seul type utilisable actuellement et dans le proche avenir, et qui puisse être produit en quantité suffisante et à un prix acceptable. Les techniques de production ont été si bien mises au point que le prix de revient approche maintenant celui d'un tube noir et blanc. Ce tube est produit aux usines R.C.A. de Lancaster à la cadence de 5 000 par mois, et à cette date plus de 30 000 tubes ont déjà été fabriqués. Au début de cette année (1), le prix a été réduit de 175 à 100 dollars et les projets sont tels que ce prix pourra encore être diminué ultérieurement. La confiance en l'avenir est si grande que des dispositions ont été prises de façon à porter la production à plus de 30 000 tubes par mois.

Le récepteur de télévision en couleurs moderne.

Un effort a été fait dans le but de simplifier les circuits du récepteur et d'augmenter les performances et la sécurité de fonctionnement. Les résultats sont spectaculaires. Le nouveau récepteur de couleurs R.C.A. de 21 pouces,construit actuellement et que l'on trouve sur le marché comprend seulement 26 tubes y compris le tube à rayons cathodiques, deux diodes à cristal et deux redresseurs au sélénium.

C'est donc une réduction considérable qui a été obtenue, puisque le récepteur de 21 pouces de 1951 comportait 36 tubes.

L'évolution des récepteurs de couleurs a pour objectif principal d'obtenir avec ces appareils le même degré de stabilité que celui auquel le public est habitué avec les récepteurs noir et blanc. Dans les anciens récepteurs de couleurs, le signal de couleurs était démodulé à faible niveau, puis envoyé dans une matrice et amplifié ensuite au moyen de trois amplificateurs séparés.

Cette façon de procéder exigeait une certaine stabilité des gains relatifs des démodulateurs et aussi de ceux des trois amplificateurs de façon à maintenir les proportions des couleurs. Avec le nouveau montage la démodulation s'effectue à niveau fort, les tubes sont utilisés en interrupteurs de sorte que leurs caractéristiques n'affectent pas les performances de l'ensemble. Les proportions des couleurs sont déterminées par les nombres de tours des enroulements d'un transformateur ce qui permet d'obtenir un très haut degré de stabilité avec des circuits classiques très simples

Avec la spécification N.T.S.C., la démodulation peut être effectuée dans les récepteurs de couleurs soit avec des bandes latérales inégales comme dans le système *IQ*, soit également avec des bandes latérales égales. Des tests ont mis en évidence une légère différence entre les images reçues selon les deux méthodes. Dans le nouveau récepteur de couleurs, on a tenu compte de ce résultat en effectuant la démodulation le long de deux axes de coordonnées. Ce procédé permet d'obtenir les signaux différence de couleurs directement et a de plus l'avantage d'augmenter la stabilité et la sécurité de fonctionnement et de réduire le prix.

La stabilité de phase des signaux de couleurs est maintenue grâce à l'emploi de circuits de synchronisation de couleurs dans lesquels presque tous les circuits accordés sont communs aux deux signaux de couleurs de sorte que les dérives de fréquence sont sans effet.

La facilité d'opération résulte du fait que l'on dispose d'un simple circuit qui donne un contrôle automatique stable de la couleur. Tout comme le contrôle automatique de gain maintient la luminosité stable, indépendamment des variations du signal porteur image, le contrôle automatique de couleur maintient la couleur constante malgré les variations du signal sous-porteur de couleurs.

Il résulte de toutes ces simplifications que les seuls boutons de réglage que comporte le récepteur de couleurs moderne R.C.A. (Fig. 2) sont ceux d'un

FIG. 2

récepteur normal noir et blanc, c'est-à-dire le sélecteur de stations et les réglages du volume et de la brillance. Les réglages de saturation des couleurs, et de phase ou teinte peuvent être préréglés et sont, pour cette raison, situés sous un panneau à charnières avec les réglages habituels des balayages ligne et image.

(1) N.D.L.R. : Cet article fait état d'informations relatives à l'été 1955.

Réseaux et programmes.

Bien entendu, il est inutile d'espérer que la télévision en couleurs fasse de gros progrès si des programmes attrayant ne sont pas distribués et si les signaux de télévision en couleurs ne peuvent être reçus dans un grand nombre d'habitations. Comme pour la télévision en noir et blanc, la source principale de programmes est située dans des studios majeurs. Ces programmes sont ensuite distribués aux stations locales à l'aide de liaisons hertziennes hyperfréquences et de câbles coaxiaux. Ces réseaux ont été conçus de façon à présenter les caractéristiques de distorsion d'amplitude et de phase suffisantes pour la transmission correcte du signal monochrome.

Le signal de couleurs occupe la même bande de fréquence mais exige des distorsions plus faibles et particulièrement en ce qui concerne la phase des signaux situés dans la région du sous-porteur de couleurs. C'est-à-dire que les caractéristiques de transmission du côté des hautes fréquences doivent être plus spécialement examinées. Le déphasage doit être inférieur à quelques degrés pour éviter les changements de teinte des couleurs et la distorsion d'amplitude doit être réduite au minimum pour diminuer les erreurs de saturation des couleurs (3).

Avec les bandes passantes des relais hyperfréquences qui prédominent aujourd'hui, il n'y a que peu de difficulté. Par contre les anciens types de câbles coaxiaux dont la bande passante est de 3 Mcs posent un problème beaucoup plus ennuyeux. La solution adoptée fut de translater les signaux de couleurs de telle façon que la fréquence du sous-porteur de couleurs soit de 2,6 Mc/s. Cette opération est effectuée automatiquement à l'entrée de chaque câble, et le signal de couleurs est ensuite restitué à la fréquence correcte à la station terminale de réception. Avec ce procédé les composantes du signal comprises entre 2 et 3,3 Mc/s sont abandonnées, et il en résulte une légère perte de définition de l'image. Les nouvelles sections de câbles coaxiaux transmettent une bande de fréquence suffisante et aucune mesure spéciale n'est nécessaire pour la bonne transmission des signaux de couleurs.

Le « Bell System » a maintenant environ 47 000 miles de liaisons capables de transmettre les signaux de télévision en couleurs ce qui représente environ 70 % des disponibilités du réseau entier (Fig. 3). Les signaux de télévision en couleurs sont distribués à environ 250 stations situées dans 150 cités, de sorte que sur un total de 440 stations de télévision, plus de la moitié sont équipées pour transmettre la couleur, ce qui fait que 90 % environ des ha-

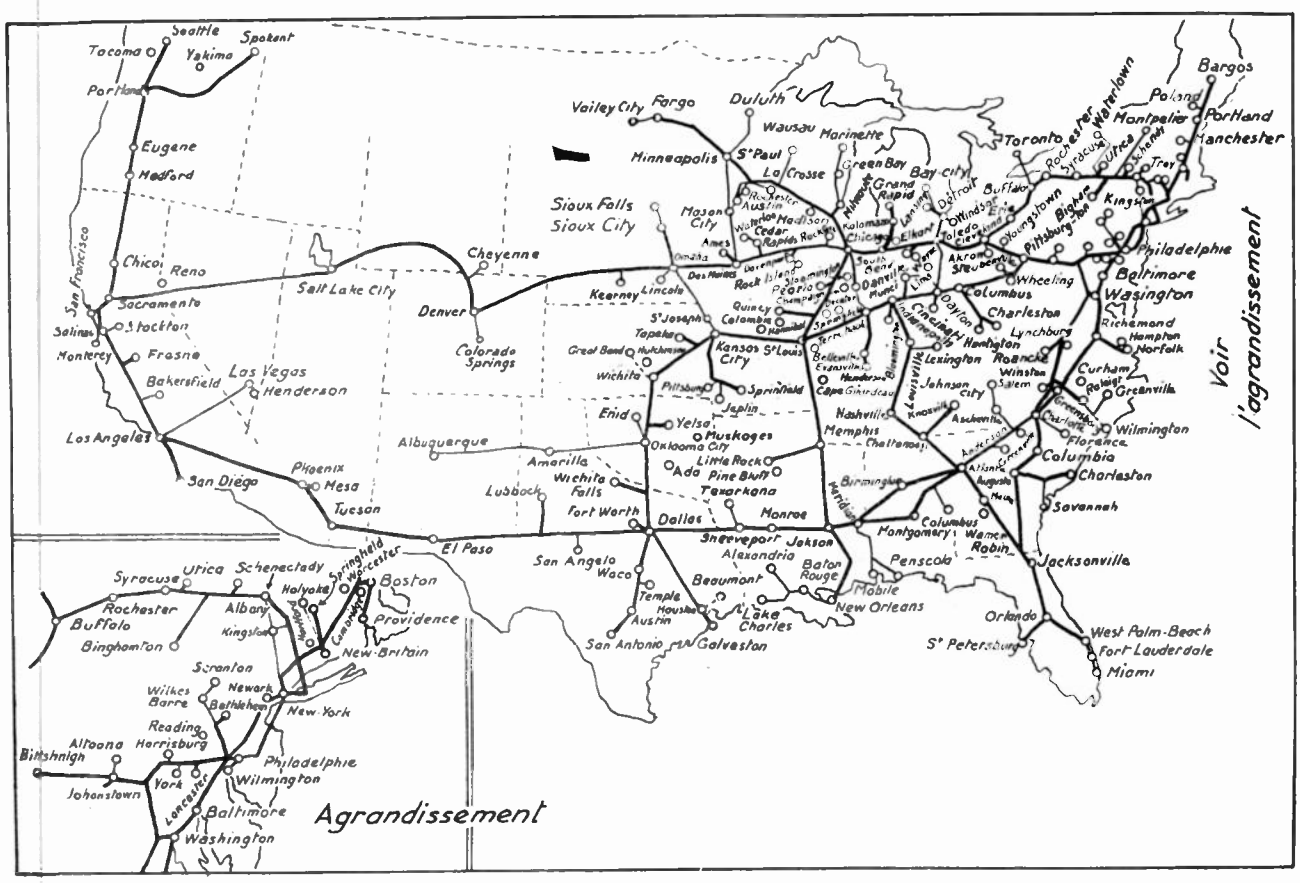


FIG. 3. —

Réseaux de distribution de télévision monochrome et en couleurs.

Réseaux de distribution de télévision monochrome seulement.

Projets.

bitations américaines ont ces signaux à leur portée.

Le nombre de stations capables de produire leurs propres programmes de télévision en couleurs est aussi en augmentation. Le réseau NBC seul en possède 16 et un autre 35 pouvant transmettre des films et des diapositifs en couleurs. Ces nombres s'accroissent rapidement tout comme ceux des commandes d'appareils à installer. RBC possède deux studios majeurs à New-York pour la couleur auxquels est venu récemment s'ajouter le « Color City » sur la côte ouest (Fig. 4). Des studios supplémentaires

FIG. 4. — Une vue aérienne du nouveau quartier général de la côte Ouest de la télévision en couleurs de la NBC.

ont été montés à New-York étant donné l'augmentation de la demande. Les deux studios de Brooklyn et Hollywood sont équipés pour la projection de la couleur sur grand écran (Fig. 5), les spectateurs peuvent assister aux productions actuelles de télévision et voir également sur un écran de 20 × 15 pieds l'image en couleurs distribuée.

Les programmes de télévision en couleurs ont été régulièrement transmis depuis 1953. Aujourd'hui ils comprennent des programmes à grands spectacles comme la production de pièces de théâtres et de pièces

FIG. 5. — Le deuxième plus grand écran de projection de télévision du monde permet à l'auditoire de voir l'action comme s'il était devant la caméra de télévision.

musicales d'une durée comprise entre une et deux heures. L'un de ceux ayant eu le plus de succès était la production de « Peter Pan » avec la distribution originale du théâtre de Broadway. Il était suivi sur les deux canaux monochromes et de couleurs par un auditoire record de 65 millions de personnes.

Selon les programmes, le prix de revient de la télévision en couleurs est de 5 à 40 % supérieur à celui de la télévision monochrome. Néanmoins les experts en production sont d'accord pour dire que les prix diminueront et atteindront un niveau tel que la production d'un programme de variété coûtera 10 à 15 % plus cher en couleurs qu'en noir et blanc.

La « National Broadcasting Company » a récemment annoncé une multiplication par cinq des programmes de télévision en couleurs cet automne. A partir d'octobre les studios seront consacrés approximativement 40 heures par mois aux programmes de télévision en couleurs constitués par des émissions à grands spectacles des versions en couleurs de programmes populaires de télévision en noir et blanc et de courtes émissions régulières et journalières. De plus les unités mobiles de télévision en couleurs

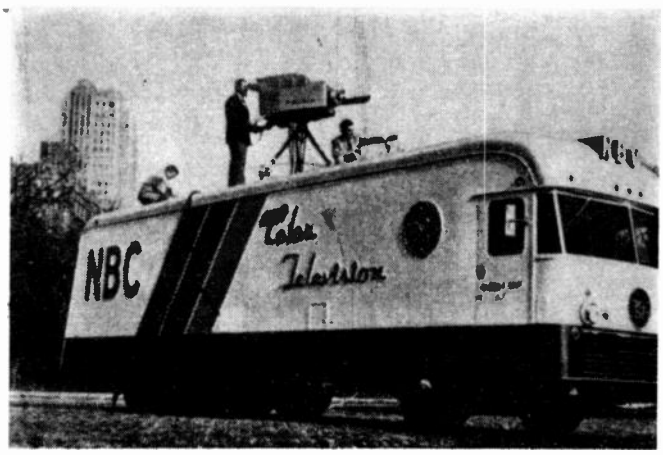


FIG. 6

de la NBC retransmettront des reportages sportifs populaires ou des événements nationaux. Le « Columbia Broadcasting System » qui a aussi distribué des programmes réguliers de télévision en couleurs ajoutera bientôt des émissions à grands spectacles à ces programmes.

Ainsi on voit que des programmes importants sont mis à la disposition du public.

On peut noter en passant que le Canada porte actuellement un très grand intérêt à la télévision en couleurs et diffusera bientôt des programmes à titre expérimental.

Equipements de studios et émetteurs.

La transmission de la couleur comprend généralement les étapes suivantes :

(I) Modification des équipements émetteurs de signaux en noir et blanc pour prendre les programmes de couleurs à partir de réseaux de distribution. (II) Complément des équipements de façon à pouvoir produire des images à partir de films et de clichés en couleurs.

(III) Equipement des caméras de façon à constituer des studios de prises de vue en couleurs.

Certaines caractéristiques des émetteurs doivent être étudiées spécialement (1) cependant généralement un émetteur ayant de bonnes performances pour la télévision en noir et blanc sera très satisfaisant pour la télévision en couleurs moyennant quelques modifications et réglages mineurs. Une réponse en fréquence convenable dans la bande entière est une nécessité absolue, mais la non-linéarité est aussi un facteur très important car la saturation correcte des couleurs et la brillance en dépendent, tandis que la distorsion de phase et le temps de propagation affecte la qualité des frontières entre les couleurs.

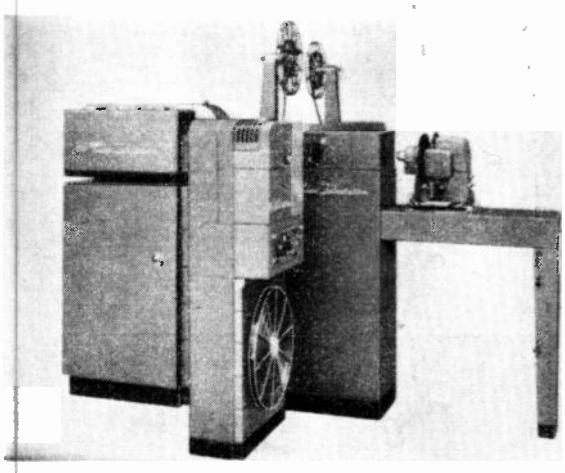


Fig. 7. — Ensemble des équipements de projection et de prises de vues pour la transmission de films et de clichés en couleurs.
La caméra de couleurs à 3 tubes vidicon TK 26 A est à gauche, le multiplexeur optique TP 12 est au centre, le projecteur double de clichés, TP 3 C est à droite.
Au premier plan se trouve un projecteur de film 16 mm TP 6 BC, le second projecteur TP 6 BC est de l'autre côté du multiplexeur et seul le bras et la bobine sont visibles.

La transmission de haute qualité de la couleur implique une parfaite soumission aux standards de transmission soigneusement spécifiés, et à ce propos de nombreux équipements de test nouveaux ont été développés. L'un d'eux connu sous le nom de générateur de bandes de couleurs, procure un signal de test qui permet aux dépanneurs de vérifier les récepteurs de couleurs, alors que seuls sont émis des signaux de télévision en noir et blanc.

Cet appareil que l'on couple à la ligne video alimentant l'émetteur produit deux « impulsions de couleur », une au commencement et une à la fin de chaque balayage ligne. Si la ligne de transmission passe ces « impulsions de couleur », une bande verticale jaune-vert peut être observée sur les récepteurs en réglant la fréquence de balayage horizontal jusqu'à ce que les circuits du récepteur soient sensibilisés par les « impulsions » au commencement de chaque ligne. La bande est imperceptible sur les récepteurs noir et blanc.

Avec certaines conditions de réception sous plusieurs angles ou de ligne de transmission défectueuse, il est possible de capter une image en noir et blanc satisfaisante, et d'avoir un effacement partiel du sous-porteur de couleurs. Le générateur de bandes de couleurs permet d'éviter de telles situations en procurant aux dépanneurs une information indépendamment des opérations régulières monochromes.

Un matériel convenable pour la transmission de films et de clichés est montré fig. 7. Il comprend deux projecteurs 16 mm et un projecteur pour diapositifs avec un dispositif à miroir orientable qui permet de diriger l'image désirée sur une caméra à 3 tubes vidicon. Le diagramme schématique (Fig. 8) montre l'ensemble mélangeur qui peut être contrôlé à distance ainsi que le miroir dichroïque et les filtres de couleur qui séparent les trois composantes rouge, verte et bleue de la source de lumière. L'enregistrement ne présente pas de difficulté et le système est très stable et assure une excellente fidélité de reproduction de la couleur.

Eventuellement les stations devront pouvoir faire des enregistrements de programmes réalisés en studios et d'événements locaux.

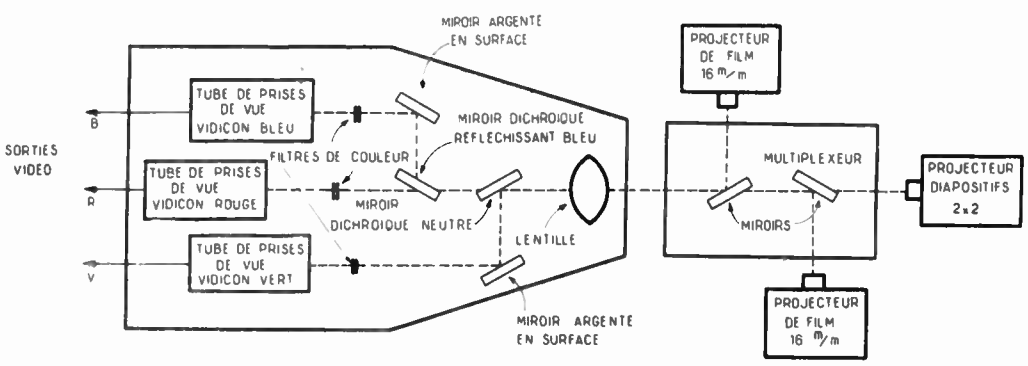


Fig. 8. — Diagramme montrant un système optique à 3 tubes vidicon. La lumière en provenance de l'un quelconque des projecteurs passe dans le multiplexeur. Un dispositif de miroirs commandés à distance renvoie l'image à travers une lentille a une caméra à 3 tubes vidicon. Là, les miroirs dichroïques et les filtres de couleur « divisent » la lumière en 3 composantes de couleur, verte, rouge et bleue. Ces composantes donnent naissance à des signaux video particuliers dans des sous-ensembles de tubes de prises de vues séparés. La sortie video de chaque sous-ensemble est reliée à l'amplificateur situé dans une console ou sur une baie où s'effectuent toutes les autres opérations.

Les caméras de couleurs ont été réduites en dimensions et en complexité et le dernier modèle n'est seulement qu'un petit peu plus grand et plus lourd qu'une caméra ordinaire monochrome. Elle est presque aussi maniable et peut être manipulée aisément par un seul homme lors des opérations limitées d'un spectacle. La caméra montrée figure 9 comprend

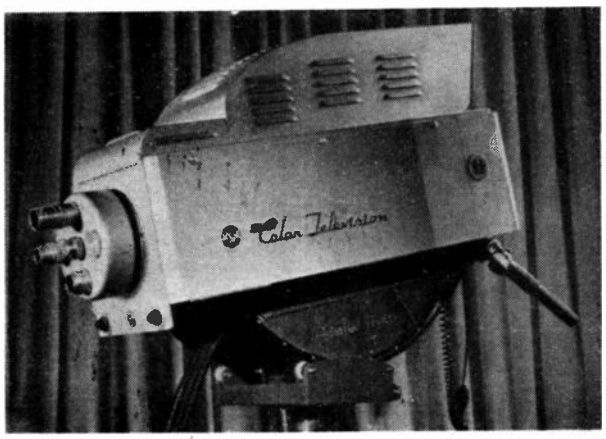


FIG. 9

trois tubes images orthicon et le dispositif habituel de miroirs dichroïques. Le remplacement des 3 tubes d'une caméra de couleurs par un seul capable de produire simultanément toutes les couleurs primaires constitua un but essentiel de recherches en télévision. Les Laboratoires R.C.A. ont récemment montré un tube appelé « Tri-Color Vidicon » (5). Ce tube réunit pour la première fois toutes les fonctions de prises de vues de la couleur dans un seul tube, permettant un enregistrement optique et électrique précis.

On verra figure 10 que ce tube n'est pas plus grand que le tube image orthicon ordinaire de 3 pouces,

FIG. 10

et son emploi apportera une simplification et une réduction des caméras de couleurs. Le tube « tricolor vidicon » a une cible unique et complexe et sensible aux couleurs qui est appliqué sur sa face avant au moyen d'une technique d'évaporation. La cible est un rectangle de 1 pouce et demi de diagonale qui comprend près de 900 fines bandes verticales de filtres de couleur alternées rouge, vert et bleu masquées par trois ensembles semi-transparents conduisant les signaux. Les bandes correspondant à une couleur sont toutes reliées à une sortie terminale commune et isolées des bandes correspondant aux autres couleurs.

Comme le faisceau explorateur traverse toutes les bandes par balayage horicontal, le tube produit directement les 3 signaux de couleurs primaires simultanés qui forment le signal de couleurs composite transmis. Les recherches portent actuellement sur le développement de matériaux photoconducteurs plus sensibles qui permettront aux tubes de ce type nouveau d'opérer efficacement sous toutes les conditions d'éclairement de la même façon qu'opèrent aujourd'hui les tubes de caméra dans les studios.

Enregistrement sur bandes des signaux Video.

L'enregistrement des signaux de télévision sur bande magnétique souleva un intérêt considérable lorsqu'il fût montré pour la première fois par R.C.A. en 1953 (6). La figure 11 montre un équipement

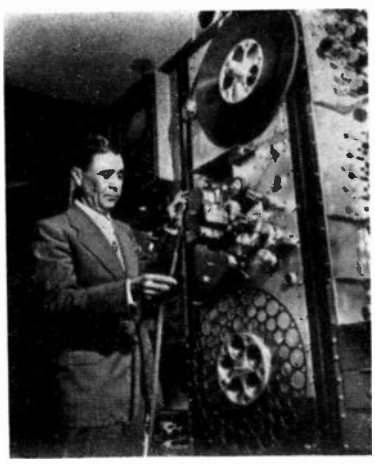


FIG. 11

amélioré installé maintenant à titre d'essai dans les studios de la N.B.C. à New-York. L'utilisation d'un nouveau type de bandes plus fines et la diminution de la vitesse de déroulement égale à 20 pieds par seconde permettent l'enregistrement d'un programme de télévision en couleurs d'une durée de 15 minutes sur une bobine d'un diamètre de 19 pouces. Des démonstrations de programmes de télévision en couleurs enregistrés non retransmis ont été faites sur le réseau entier, et bien qu'il reste encore à résoudre quelques problèmes, l'enregistrement des programmes sera bientôt utilisé à titre expérimental. L'enregistrement magnétique a des avantages pratiques et économiques parce que les bandes magnétiques peuvent être emmagasinées ou effacées et utilisées de nouveau. Il sera d'une très grande importance en télévision et aussi dans l'industrie du film. A cause des décalages horaires à travers le continent américain. les programmes de télévision en couleurs

sont actuellement très souvent filmés de façon à pouvoir être diffusés à des heures différentes, mais cette méthode présente bien des inconvénients et est très coûteuse. L'enregistrement sur bandes apporte une solution complète à ce problème tant au point de vue technique qu'économique.

Conclusion.

En résumé la situation est la suivante. La diffusion de programmes d'une durée de 15 heures par semaine environ provoquera et stimulera sans aucun doute l'intérêt du public pour la télévision en couleurs. Des récepteurs sont disponibles et les demandes espérées pourront être satisfaites. Les estimations du nombre d'appareils récepteurs sont très variables. Cependant les industriels ont récemment pensé que le nombre de récepteur serait à la fin de l'année de cinquante à cent mille et qu'il serait environ d'un demi-million en 1956. Cette confiance en la couleur est basée sur les facteurs suivants :

Existence d'appareils satisfaisants et à prix réduit avec les récepteurs de 21 pouces.

L'expérience et les possibilités techniques sont maintenant suffisantes pour permettre une bonne diffusion de la couleur sur le plan national.

Des commanditaires sont disposés à supporter les frais entraînés par la couleur.

L'intérêt de la couleur est développé dans le public par les magazines, les films, la photographie d'amateur et maintenant par la télévision.

Certains pensent que la vente des récepteurs au prix de 700 à 800 dollars sera faible. Néanmoins, ce chiffre est proportionnellement moins élevé que celui auquel étaient vendus les premiers récepteurs en noir et blanc, et il y en a actuellement plus de 35 millions en Amérique.

Un autre aspect de la question du prix est de le considérer en fonction du pouvoir d'achat. Aux Etats-Unis le prix d'un récepteur de télévision en couleurs représente environ deux mois de salaire d'un travailleur moyen. Or on constate que ce même rapport des prix n'a pas empêché le développement de la télévision en Europe.

Pour terminer, je citerai un récent éditorial d'un journal américain consacré à la radio-diffusion.

Un atout commercial très important pour la télévision en couleurs est que la qualité inhérente à la couleur constitue un agent de publicité de loin supérieur aux autres moyens visuels. La publicité par la télévision en couleurs sera beaucoup moins coûteuse et beaucoup plus prompte que celle utilisant les journaux et magazines. La fidélité de la couleur sera égale sinon supérieure à celle des meilleures illustrations imprimées.

Si la télévision en noir et blanc fut une révolution dans la publicité une plus grande révolution encore sera apportée par la télévision en couleurs.

BIBLIOGRAPHIE

[1] « Color TV Broadcasting in the U.S.A. », par C.G. Mayer. *Electronic Engineering*, Août 1954.

[2] « Development of a 21 « Metal Envelope Color kinescope », par Seelen, Moodey, Van Ormer, Morrell. *R.C.A. Review*, Mars 1955.

[3] « Impact of Color TV Network Facilities », par J. Thorpe. *AIEE Conference*, Juillet 1955.

[4] « TV Transmetter Considerations in Color Broadcasting », par T.M. Gluyas, Jr. *R.C.A. Review*, Septembre 1954.

[5] « The Tri-Color Vidicon — an experimental camera tube for color TV », par Weiner, Gray, Borkan, Ochs et Thompson. *I.R.E. Conference*, Mars 1955.

[6] « A system for Recording and Reproducing TV signals », par Olson Houghton, Morgan, Zenel, Artzt, Woodward, Fisher. *R.C.A. Review*, Mars 1954.

VIE DE LA SOCIÉTÉ

Période du 1er Janvier au 27 Janvier 1956

Réunion du Bureau

Le Bureau s'est réuni le mardi 17 janvier 1956 sous la présidence de M. H. PARODI, Président de la Société des Radioélectriciens.

Etaient Présents : MM. ANGOT, BEURTHERET, R. CABESSA, P. DEMAN, E. FROMY, LESCHI, de MARE, MATRAS, MOULON, PICAULT, RIGAL.

Etaient excusés : MM. P. BESSON, BUREAU, P. DAVID, RABUTEAU.

Assistaient à la séance : MM. DECAUX, FLAMBARD, GAUSSOT, LIBOIS, F. H. RAYMOND, WARNECKE.

Au cours de cette réunion, les principaux points suivants ont été examinés :

1° *Congrès des Tubes Hyperfréquences.*

M. WARNECKE fit un exposé sur les travaux du Comité d'Organisation et sur les projets actuels.

2° *Colloque sur la « Propagation ».*

3° *Congrès sur « l'Automation ».*

4° *Questions diverses.*

M. PICAULT demande, à la suite d'un article paru dans les Proceedings, l'approbation de la Société des Radioélectriciens pour envoyer un rectificatif signifiant que dès 1932 l'Administration Française des P.T.T. avait réalisé entre le Continent et la Corse une liaision sans visibilité sur 6 m de longueur d'onde.

Réunion en Sorbonne

Réunion du Samedi 7 Janvier 1956.

A l'ordre du jour de cette réunion, présidée par M. FROMY, Vice-Président de la Société des Radioélectriciens, figuraient les trois communications de MM. R. ZWOBADA, H. PIATTI et H. WEILL, Ingénieurs à la Société Nouvelle de l'Outillage R.B.V. et de la Radio-Industrie, sur :

« Développements récents en Ondes Millimétriques ».

Communication de M. R. ZWOBADA.

Après avoir passé en revue les différents types de tubes utilisés en ondes millimétriques, le conférencier décrit plus particulièrement les magnétrons. L'augmentation de puissance de ces tubes se heurte à de grandes difficultés. Elle ne peut actuellement se faire qu'en augmentant la surface de la cathode (diamètre et hauteur) ce qui présente divers inconvénients (augmentation du nombre de fentes, centrage plus précis de la cathode dans le bloc anodique, augmentation de l'entrefer).

M. ZWOBADA étudie ensuite les caractéristiques des différents appareils de mesure utilisés dans cette technique et notamment les appareils de mesure de puissance, de fréquences, de taux d'ondes stationnaires.

Il indique ensuite les voies à suivre et notamment la construction d'amplificateurs d'entrée à faible facteur de bruit et d'amplificateurs de sortie à large bande passante.

Il présente enfin une liaison multiplex comportant un émetteur à klystron modulé en amplitude et cornet d'émission et un récepteur à cristal de détection, klystron, amplificateur BF et haut parleur.

Communication de M. H. WEILL

Le conférencier rappelle que dans la technique des ondes millimétriques on ne peut séparer les tubes des circuits qui y sont incorporés. Il passe ensuite en revue les différents appareils utilisés comme tubes d'émission-réception, lignes de transmission, aériens et appareils de mesure.

Tous ces appareils se caractérisent par leurs faibles dimensions sauf en ce qui concerne les assemblages de guides d'ondes et les faibles tolérances d'usinage.

Il signale enfin l'application des ondes millimétriques au radar.

Le radar DECCA comporte deux aériens jumeaux superposés, ce qui supprime le diplexeur.

Communication de M. H. PIATTI.

M. PIATTI expose plus particulièrement les problèmes technologiques posés par les organes intervenant dans la technique des ondes millimétriques où les tolérances de quelques microns sont courantes. Par exemple le centrage de la cathode dans le bloc anodique d'un magnétron doit être assuré à 5 microns près.

De tels usinages ne peuvent être effectués qu'avec une vérification permanente du travail par les ouvriers, munis de moyens spéciaux de mesure (projecteurs, microscopes d'atelier).

Il faut substituer à la précision manuelle la précision de méthode.

Pour les assemblages on utilise le bloc à colonnes. Le conférencier décrit ensuite les opérations nécessaires à la fabrication industrielle d'un bloc oscillateur magnétron type soleil levant.

Cette description est illustrée par un film retraçant les phases successives de la fabrication.

Activité des Sections

Première Section. — « Etudes Générales ».

Le « Groupe de Mathématiques appliquées à la Radioélectricité » de la 1re Section s'est réuni sous la présidence du Général ANGOT, le mardi 10 janvier 1956. Au cours de cette séance, M. P. POINCELOT, Ingénieur en chef des Télécommunications, Docteur ès-sciences, fit un premier exposé sur :

« *Réflexion des signaux radioélectriques sur l'ionosphère* » et un deuxième exposé sur :

« *Solution rigoureuse d'un problème particulier de diffraction* ».

Dans son premier exposé M. POINCELOT étudie d'abord la propagation et la réflexion d'ondes radioélectriques en assimilant l'ionosphère à un milieu dont l'indice de réfraction est uniquement fonction de l'altitude, sans tenir compte de l'influence du champ magnétique terrestre. Celle-ci pourra faire le sujet de développements ultérieurs. Quatre hypothèses sont faites successivement sur la variation de la densité électronique avec la hauteur. Dans la première, on suppose une variation linéaire jusqu'à l'infini. Dans la seconde, on montre que l'amplitude de l'onde décroit d'une manière extrêmement rapide pour des altitudes peu supérieures à celle qui correspond à la fréquence critique, si bien qu'à partir de cette hauteur, on peut donner à la couche ionosphérique une structure arbitraire. Suivant la troisième hypothèse, le conférencier admet une répartition exponentielle, suivant une courbe oscillatrice, à l'origine, à la parabole admise généralement, et pratiquement très voisine de cette courbe. Puis, dans une quatrième hypothèse, il montre, comme il l'a fait à propos de la seconde, qu'on peut également, dans cette supposition, donner à la couche une structure arbitraire à partir d'une certaine hauteur. L'incidence normale et

l'incidence oblique sont envisagées, pour une orientation quelconque du champ incident. A partir des solutions de régime permanent sinusoïdal, le conférencier utilise. la notion de vitesse de groupe, dont il justifie l'emploi, pour évaluer le temps de retard des échos impulsifs. Indiquons que, pour des fréquences qui ne s'approchent pas trop de la fréquence critique, on trouve une hauteur fictive de réflexion égale au double de celle à laquelle l'indice s'annule. Si l'amplitude de l'onde n'est pas très réduite par la dissipation résultant des chocs, les résultats précédents subsistent.

Dans son deuxième exposé M. POINCELOT étudie la répartition des courants à la surface d'un rectangle indéfiniment allongé, infiniment mince et infiniment conducteur, recevant une onde électromagnétique plane sous l'incidence normale. Il obtient, pour la solution du problème, un système algébrique infini dont les inconnues sont les coefficients d'une série de Fourier. Il démontre la convergence du système et la loi de décroissance des coefficients. Le conférencier propose enfin de généraliser la méthode pour l'étude de tels problèmes.

Troisième section « Electroacoustique ».

M. P. CHAVASSE, Secrétaire Général du « Groupement des Acousticiens de Langue Française », avait invité les membres de la 3e Section « Electro-Acoustique » de la Société des Radioélectriciens à assister à la réunion de ce groupement le *mercredi 25 janvier 1956 à 15 h.* ; à l'ordre du jour de cette réunion figuraient les deux communications suivantes :

— Microphone portatif à couplage magnétique, par MM. KORN et HOUGARDY.

— Le nouveau centre de Radiodiffusion et de Télévision de Marseille, par M. J. PUJOLLE.

Communication de MM. KORN et HOUGARDY.

L'exposé fait par les Conférenciers concerne un dispositif assurant la liaison sans fil entre un microphone portatif et une installation fixe. Ce dispositif fonctionne suivant la technique du couplage magnétique qui a fait son apparition assez récemment.

Contrairement aux liaisons radio basées sur le principe du rayonnement électro-magnétique, la technique en question met uniquement en jeu le couplage magnétique entre le poste fixe et le poste mobile, dont les antennes sont remplacées par des bobines ou des boucles de couplage.

Il est évident que ce principe ne peut assurer des liaisons qu'à des distances très faibles ou, plus exactement, sur une surface déterminée par une des boucles. Néanmoins, il existe certaines applications pratiques où ces faibles portées sont tout à fait suffisantes et où le système du couplage magnétique présente de nombreux avantages par rapport aux liaisons radio, tels que l'utilisation de fréquences très basses, l'absence d'interférences, etc...

Jusqu'à présent, le principe de transmission par couplage magnétique était connu pour l'envoi de signaux d'un poste fixe vers des installations mobiles. L'appareil faisant l'objet du présent exposé fonctionne dans le sens inverse, ce qui rend important le problème d'économie de puissance du poste émetteur portatif. Les conférenciers ont refait l'examen des bases mathématiques du couplage magnétique et ils ont exécuté une série de mesures afin de mettre en évidence les facteurs déterminant le rendement de ce couplage. Il en résulte que l'intensité du signal capté par la boucle réceptrice augmente avec la fréquence du signal et le rayon de la boucle portative, il diminue avec la distance entre les plans des boucles et le rayon de la boucle réceptrice fixe.

Les Conférenciers ont réalisé au laboratoire d'acoustique de l'Université Libre de Bruxelles une installation du microphone portatif à couplage magnétique. Le système fonctionne sur une fréquence porteuse de 30 à 60 kc/s, modulée en amplitude. Afin d'obtenir le plus grand diamètre possible de la bobine portative, cette dernière est réalisée sous la forme d'une ceinture formée de plusieurs spires, une fiche multipolaire assurant leur fermeture.

La bobine réceptrice peut être placée au sol, sous la forme d'une seule spire entourant le terrain sur lequel le porteur du microphone est susceptible de se déplacer. Le signal capté par cette boucle attaque le récepteur à travers un transformateur symétrique pourvu d'un écran électrostatique, afin d'éliminer tout signal électrique parasite. Le récepteur est composé d'un amplificateur sélectif à bande passante de plus ou moins 5 kc/s et d'un détecteur. Il est pourvu d'un système de contrôle de volume automatique efficace stabilisant le niveau de la porteuse à l'entrée du démodulateur.

A titre d'exemple, les conférenciers citent les caractéristiques techniques et les performances de l'installation réalisée :

1º Fréquence du courant porteur : 30 à 60 kc/s ;

2º Puissance réelle de sortie H.F. de l'appareil portatif 0,5 mW ;

3º Surface couverte par la boucle réceptrice : 20 m² ;

4º Rapport signal-bruit : 45 dB ;

5º Courbe de réponse B.F. totale : 200-4.000 p/s à ± 2 dB près.

Le modèle de l'appareil portatif a été réalisé à l'aide de tubes subminiatures. Un autre modèle est en préparation, basé uniquement sur l'utilisation des transistrons.

Communication de M. J. PUJOLLE.

Le nouveau centre de la R.T.F. à Marseille a été aménagé de 1952 à 1954 dans un bâtiment du Parc Chanot, l'ancien Palais des Congrès.

Le Centre comporte un corps principal où sont installées la partie radiodiffusion avec les services de la Direction Régionale et une aile nouvellement construite le long de l'Avenue Richard pour la télévision avec une tour qui supporte les antennes relais vers le poste émetteur du massif de l'Etoile.

Le grand studio de 3.000 m³ est bien isolé de l'extérieur par une ceinture de bureaux et une double enveloppe de murs. L'étude acoustique a permis de déterminer la forme optimum de la conque de l'orchestre.

Le traitement des autres studios a été fait essentiellement à base de « klégécell », nouveau matériau plastique mis au point pour ce centre, suivant 2 types :

1º Type B en diaphragme absorbant les basses fréquences ;

2º Type A perforé absorbant les fréquences moyennes et aiguës.

Le studio 2 de 800 m³, conçu pour les émissions de variétés et de radio-théâtre, a deux alvéoles, l'une réverbérante, l'autre sourde. Un escalier placé à l'intérieur du studio mène à un balcon.

Les autres studios, nº 3, 4 et 5, sont de petit volume, presque uniquement pour la parole. Leur temps de réverbération est à peu près constant pour toutes fréquences.

Enfin, la section télévision possède un studio de 300 m³ rendu assez sourd à l'aide de laine de verre et de panneaux de contreplaqué en diaphragme.

Toutes les cabines de prise de son, dégagement et locaux annexes, ont été traités avec des matériaux acoustiques pour absorber au maximum les bruits divers.

Cinquième Section « Hyperfréquences ».

Au cours de cette réunion présidée par M. R. WARNECKE, M. J. SUCHET, Ingénieur aux Laboratoires de la Société A. Philips, fit un exposé sur :

« *Relations entre la structure des ferrites et les conditions de leur résonance dans les guides d'onde notamment les guides unidirectionnels* ».

Le principe de la résonance ferromagnétique des ferrites aux hyperfréquences et son application à la réalisation de gyrators et d'isolators a été exposé récemment à la 5e section par M. BENOIT. La liaison entre d'une part le rapport magnétomécanique et le champ efficace qui déterminent la fréquence de résonance et d'autre part la structure des ferrites, telle qu'elle résulte de la théorie du ferrimagnétisme de NEEL et de ses confirmations expérimentales en Hollande, a fait l'objet de la communication de M. SUCHET.

Celui-ci a rappelé brièvement l'origine du magnétisme dans les solides et l'expression du moment magnétique et du rapport magnétomécanique d'un ion, puis traité tour à tour la détermination des facteurs spectroscopiques des ions de la 1re série des éléments de transition, la structure des ferrites et des composés voisins (ferrites/chromites et ferrites/aluminates), la définition et le calcul du facteur g efficace d'après TUYA et WANGNESS ainsi que sa vérification, le champ efficace de KITTEL et le champ interne correctif d'OKAMURA, et enfin l'influence des conditions de frittage.

M. SUCHET a ensuite montré que les conditions de fonctionnement d'un guide unidirectionnel étaient accessibles au calcul, et évalué les caractéristiques de guides à champ transversal ou axial équipés de matériaux du type ferrite de nickel/zinc ou du type ferrite/aluminate de nickel. Il a montré que ce dernier type convenait aux guides à champ transversal jusqu'à 15 000 Mc/s environ alors que le premier type, utilisé dans les guides à champ axial, en permettait le fonctionnement aux fréquences plus élevées.

Informations

« Nous sommes heureux de porter à la connaissance de nos lecteurs les appréciations élogieuses sur le N° spécial (juin 1955) de L'Onde Électrique relatif à la XI^e Assemblée Générale de l'U.R.S.I., exprimées dans les lettres ci-après adressées à M. le Président du Comité National Français de Radioélectricité Scientifique :

— Lettre de M. DELLINGER, Président d'Honneur de l'U.R.S.I.

Dear Professor Lehmann,

Thank you for sending me the June L'Onde Electrique. The idea of devoting a whole issue to an informative report on the scientific content of the last U.R.S.I. General Assembly is excellent. I know of no other place where one can get so comprehensive a picture of the results of the meeting. A somewhat similar report was prepared in this country but it was a report to the National Research Council and was not published.

I hope you will see that the same thing is done after future General Assemblies, and that your example is followed in other countries.

Very truly yours,
J. J. DELLINGER
Honorary President, URSI

— Lettre de M. Chas. R. BURROWS, Vice-Président de l'U.R.S.I.

Dear Professor LEHMANN,

I appreciated receiving the L'Onde Electrique for the month of June. The report on the last U.R.S.I. General Assembly was especially good.

Thank you again for sending me a copy.

Very truly yours,
Chas. R. BURROWS.

— Lettre de M. le Prof. B.D.H. TELLEGEN, Vice-Président de l'U.R.S.I.

Messieurs,

Je vous remercie beaucoup de m'avoir envoyé le numéro spécial de L'Onde Electrique contenant le beau rapport de l'Assemblée de l'U.R.S.I.

Veuillez agréer, chers Messieurs, mes salutations distinguées.

D. B. H. TELLEGEN.

Congrès " Tubes Hyperfréquences " (Voir page 80).

Expositions d'instruments et Matériel Scientifiques (Voir page 80).

Recherches et échanges d'anciens numéros de L'Onde Electrique.

L'Observatoire de Besançon, à *Besançon (Doubs)*, cherche pour compléter sa collection de l'*O.E.* les n^os suivants :

année	1926,	n°	49, 50, 58, 59.
	1929		91, 92, 93, 95, 96.
	1930		97, 104, 105. 106, 108.

Il pourrait céder les n^os suivants :

1922	n° 2, 5, 7, 9, 10, 11, 12.
1923	année complète.
1924	année complète sauf n° 28 ; le n° 26 est en mauvais état et le n° 36 est en triple exemplaire.
1925	n° 37, 38, 39.

Prière de s'adresser à M. BAILLAUD, *Directeur de l'Observatoire de Besançon, Besançon (Doubs).*

L'Institut de Chronométrie et de Micromécanique, 41, avenue Villarceau, à Besançon cherche pour compléter sa collection de l'Onde Electrique les n^os suivants .

année	1922	n°	8
	1926		50, 53
	1927		61, 62, 63, 72
	1940		218, 219, 220.

Il pourrait céder les n^os suivants :

1932	n°	130 (7 exemplaires)
		129 (4 exemplaires)
1936		175 (2 ex.), 176, 177, 178, 179, et 180
1937		182, 185, 187, 188. 189

Prière de s'adresser à M. R. MESNAGE, *Directeur de l'Institut de Chronométrie et de Micromécanique*, 41, avenue Villarceau, Besançon (Doubs).

L'utilisation de l'énergie atomique à des fins pacifiques

Publication des Actes de la Conférence Internationale de Genève, août 1955

Les Actes de la Conférence Atomique de Genève seront *intégralement* publiés par l'Organisation des Nations Unies.

La Conférence internationale sur l'utilisation de l'énergie atomique à des fins pacifiques, qui s'est tenue à Genève en août 1955, a été la plus importante des réunions consacrées à l'énergie atomique et aussi la première qui ait eu un caractère véritablement international. A ce titre, les renseignements techniques présentés à la Conférence et le compte rendu des discussions qui s'y sont déroulées constituent un ensemble de données de la plus haute importance sur les utilisations pacifiques de l'énergie atomique.

L'utilisation de l'énergie atomique à des fins pacifiques paraîtra prochainement . Cette collection en seize volumes, de 600 pages chacun environ, comprendra le texte de tous les mémoires présentés à la Conférence (1 050 environ) et les comptes rendus *in extenso* des discussions dont ces mémoires ont fait l'objet. La publication de ces comptes rendus s'impose en raison de l'importance des sujets traités et afin de faire pleinement ressortir les aspects essentiels des questions discutées.

Cette collection, publiée par l'Organisation des Nations Unies, constituera le premier ouvrage complet de référence sur les utilisations de l'énergie atomique à des fins pacifiques et, à ce titre, fera autorité pendant de nombreuses années.

On trouvera ci-après la liste complète des seize volumes de la collection, avec l'indication des principales questions traitées dans chacun des volumes.

Volume I.

BESOINS DU MONDE EN ÉNERGIE ET ROLE DE L'ÉNERGIE NUCLÉAIRE.

Les besoins du monde en énergie.

Investissements nécessaires dans le domaine de l'énergie nucléaire.

Le rôle du thorium.

Le rôle de l'énergie électronucléaire dans les cinquante prochaines années.

Instruction et formation du personnel en matière d'énergie nucléaire.

Etude économique de la production d'énergie électronucléaire.

Publication des Nations Unies, n° 1956.IX.1. Vol. 1 (environ 600 pages). 8 dollars (E.-U.) ; 57/- (sterling) ; 34 francs suisses.

Volume II.

PHYSIQUE ET PILES DE RECHERCHE.

Questions préliminaires de physique nucléaire.

Physique de la fission.

Piles de recherche.

Description de piles de recherche.

Publication des Nations Unies, n° 1956.IX.1. Vol 2 (environ 600 pages). 8 dollars (E.-U.) ; 57/- (sterling) ; 34 francs suisses.

Volume III.

GÉNÉRATRICES NUCLÉAIRES.

Cycles de combustion.
Centrales électronucléaires : résultats acquis.
Projets de génératrices nucléaires.
Prototypes de génératrices nucléaires.

Publication des Nations Unies, n° 1956.IX.1. Vol. 3 (environ 450 pages), 7,5 dollars (E.-U.) ; 54/- (sterling) ; 32 francs suisses.

Volume IV.

SECTIONS EFFICACES FONDAMENTALES ET ÉTUDE THÉORIQUE DES PILES.

Appareils et méthodes utilisés pour la mesure des sections efficaces.
Sections efficaces des matières non fissiles ; neutrons retardés.
Sections efficaces des matières fissiles.
Propriétés des matières fissiles.

Publication des Nations Unies, n° 1956.IX.1. Vol. 4 (environ 450 pages). 7,5 dollars (E.-U.) ; 54/- (sterling) ; 32 francs suisses.

Volume V.

PHYSIQUE DES PILES.

Mesures globales.
Intégrales de résonance.
Empoisonnement par les produits de fission.
Réactivité des solutions.
Expériences exponentielles et piles d'énergie nulle.
Piles d'énergie nulle à neutrons rapides ; cinétique des piles ; Théorie des piles.

Publication des Nations Unies, n° 1956.IX.1. Vol. 5 (environ 800 pages). 9 dollars (E.-U.) ; 63/- (sterling) ; 39 francs suisses.

Volume VI.

GÉOLOGIE DE L'URANIUM ET DU THORIUM.

Réserves naturelles d'uranium et de thorium.
Prospection de l'uranium et du thorium.

Publication des Nations Unies, n° 1956.IX.1. Vol. 6 (environ 800 pages). 9 dollars (E.-U.) ; 63/- (sterling) ; 39 francs suisses.

Volume VII.

CHIMIE NUCLÉAIRE ET EFFETS DES RAYONNEMENTS.

Le mécanisme de la fission.
Installations pour la manutention des matières fortement radioactives.
Chimie des produits de fission.
Chimie des éléments lourds.
Effets des rayonnements sur les matériaux constitutifs des piles.
Effets des rayonnements sur les liquides.
Effets des rayonnements sur les solides.

Publication des Nations Unies, n° 1956.IX.1. Vol. 7 (environ 850 pages). 10 dollars (E.-U.) ; 70/- (sterling) ; 43 francs suisses.

Volume VIII.

MATÉRIAUX : PROBLÈMES ET TECHNIQUES DE PRÉPARATION.

Traitement des minerais et des concentrés d'uranium et de thorium.
Préparation de l'uranium et du thorium sous forme métallique.
Méthodes d'analyse utilisées dans la préparation des matières premières.
Techniques de préparation des matériaux spéciaux.

Publication des Nations Unies, n° 1956.IX.1. Vol. 8 (environ 850 pages). 10 dollars (E.-U.) ; 70/- (sterling) ; 43 francs suisses.

Volume IX.

MATÉRIAUX : ESSAI ET TRAITEMENT CHIMIQUE.

Problèmes de l'évacuation des déchets.
Métallurgie du thorium, de l'uranium et de leurs alliages.
Fabrication des cartouches actives.
Technologie des métaux liquides.
Problèmes de chimie concernant les piles atomiques.
Traitement chimique des cartouches actives irradiées.
Traitement et évacuation des déchets.
Séparation et stockage des produits de fission.

Publication des Nations Unies, n° 1956.IX.1. Vol. 9 (environ 950 pages). 10 dollars (E.-U.) ; 70/- (sterling) ; 43 francs suisses.

Volume X.

LES ISOTOPES RADIOACTIFS ET LES RAYONNEMENTS NUCLÉAIRES EN MÉDECINE.

Les radioisotopes en médecine et en biologie.
Thérapeutique.
Diagnostic et études cliniques.

Publication des Nations Unies, n° 1956.IX.1. Vol. 10 (environ 700 pages). 8 dollars (E.-U.) ; 57/- (sterling) ; 34 francs suisses.

Volume XI.

EFFETS BIOLOGIQUES DES RAYONNEMENTS.

Nature des lésions par irradiation et dangers des rayonnements.
Mécanisme de l'action biologique des rayonnements.
Protection et restauration.
Effets génétiques.
Conséquences pour l'homme.

Publication des Nations Unies, n° 1956.IX.1. Vol. 11 (environ 550 pages). 8 dollars (E.-U.) ; 57/- (sterling) ; 34 francs suisses.

Volume XII.

LES ISOTOPES RADIOACTIFS ET LES RAYONNEMENTS IONISANTS EN AGRICULTURE, EN PHYSIOLOGIE ET EN BIOCHIMIE.

Les radioisotopes en agriculture.
Mutations provoquées par irradiation et amélioration des espèces végétales.
Les traceurs radioactifs dans la recherche agricole.
Physiologie animale.
Biochimie végétale.
Biochimie générale.

Publication des Nations Unies, n° 1956.IX.1. Vol. 12 (environ 800 pages). 9 dollars (E.-U.) ; 63/- (sterling) ; 39 francs suisses.

Volume XIII.

PROBLÈMES JURIDIQUES, ADMINISTRATIFS ET SANITAIRES. NORMES DE SÉCURITÉ.

Problèmes juridiques et administratifs.
Sécurité des piles et implantation des génératrices nucléaires.
Normes de sécurité et problèmes d'hygiène que pose un emploi industriel de l'énergie atomique.

Publication des Nations Unies, n° 1956.IX.1. Vol. 13 (environ 450 pages). 7 dollars (E.-U.) ; 50/- (sterling) ; 30 francs suisses.

Volume XIV.

LES ISOTOPES RADIOACTIFS : PROBLÈMES GÉNÉRAUX ET DOSIMÉTRIE.

Les radioisotopes dans la science et l'industrie.
Applications générales, préparation et manutention des isotopes radioactifs.
Dosimétrie.

Publication des Nations Unies, n° 1956.IX.1. Vol. 14 (environ 350 pages). 6,5 dollars (E.-U.) ; 45/- (sterling) ; 28 francs suisses.

Volume XV.

LES ISOTOPES RADIOACTIFS ET LES PRODUITS DE FISSION DANS LA RECHERCHE ET L'INDUSTRIE.

Les isotopes radioactifs dans la recherche.
Les isotopes radioactifs dans le contrôle et la recherche technique.
Les produits de fission et leurs applications.

Publication des Nations Unies, n° 1956.IX.1. Vol. 15 (environ 450 pages). 7,5 dollars (E.-U.) ; 54/- (sterling) ; 32 francs suisses.

Volume XVI.

SÉANCES GÉNÉRALES, CONFÉRENCES SPÉCIALES ET RÉPERTOIRE DES ACTES.

Séances d'ouverture et de clôture.
Conférences spéciales du soir.
Listes des membres du Bureau, des délégations et du Secrétariat de la Conférence.
Règlement intérieur de la Conférence.
Liste numérique des mémoires.
Index des noms d'auteurs.

Publication des Nations Unies, n° 1956.IX.1. Vol. 16 (environ 400 pages). 5 dollars (E.-U.) ; 36/- (sterling) ; 21 francs suisses.

***

Dépositaire en France :

Editions A. PEDONE, 13, rue Soufflot, Paris-V^e^.

Prix Général Ferrié.

La date limite de réception des travaux des candidats au Prix Général Ferrié 1955 est reportée au 31 mars 1956.

Ce prix de 100 000 Francs sera décerné au cours du 2^e^ Trimestre 1956.

Conditions à remplir : Avoir accompli son service dans l'Arme des Transmissions et n'avoir pas dépassé de plus de dix ans la date de libération.

Documentation

La Société des Radioélectriciens a reçu gracieusement pour sa bibliothèque les ouvrages suivants :

« *Propagation des ondes dans les milieux périodiques* », par Léon BRILLOUIN, Professeur honoraire au Collège de France et Maurice PARODI, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers et à l'Ecole Centrale des Arts et Manufactures : (éditeurs Masson et Cie et Dunod).

« *Die Laplace-Transformation und ihre Anwendung in der Regelungstechnik* » (texte en langue allemande) : (édition Oldenbourg à Munich (Allemagne).

« *Connaissances de l'Electronique* », par Raymond CASTAING, Pierre DAVID, YVON DELBORD, Jean DEVAUX, Pierre GRIVET, Maurice JEAN, Marcel LAVÉRAN, Jacques POULLIN, Elie ROUBINE, Mario SOLLIMA et Alexandre ARNOUX, Louis de BROGLIE, Jean ROSTAND (éditions du Tambourinaire, 186, rue du Faubourg St-Honoré, à Paris-8^e^.

Errata

Onde Electrique, n° 343, d'octobre 1955, article : « Installation de protection fixe du Laboratoire de Haute Activité de Saclay », par R. FABRE et C. GUYOT :

page 940, tableau II, 4^e^ colonne :

Nous devons lire : « Q.M.P. dans l'organisme (microcurie) » *au lieu de* : « Q.M.P. dans l'organisme (curie) ».

Nouveaux Membres

MM.	présentés par MM.
AFFLATET Jean, Ingénieur E.E.M.I., Agent Technique à la S.F.R.	ABADIE DECAUX.
ALEXANDRE Bernard, François, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	QUINET BOUCHARD.
ANDREJOL Jacques, Agent Technique au Commissariat à l'Energie Atomique.	SURDIN WEILL.
ARNOLD Robert, Ingénieur des Arts et Manufactures, Directeur Technique à la Sté d'Electricité MORS	LOCQUE ROOP.
ASSENS Paul, Ancien élève de l'Ecole Polytechnique, Ingénieur E.S.E., Ingénieur Militaire des Télécommunications d'armement	REVIRIEUX ANGOT.
ATTIAS René, Agent Technique à la Sté Française Radioélectrique	CAU COMBE D'ALMA.
BARATEIG Charles, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	QUINET BOUCHARD.
BARIAUD André, Robert, Ingénieur E.S.P.C.I. au Commissariat à l'Energie Atomique	TAIEB PODLIASKY.
BÉGUERIE Henri, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	BOUCHARD QUINET.
BELLUGUE Jacques, Licencié ès-Sciences à la Cie Générale de T.S.F.	PEYSSOU DANZIN.
BISCHOFF Daniel, Henri, René, Ingénieur E.S.M.E. Radio à la Sté SIRELEC	BRYLINSKI MATRAS.
BLIAUX Jean, élève à la E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique	GAUSSOT PARIS
BOBENRIETH Albert, Paul, Ingénieur autodidacte au C.N.E.T., Groupe « Tubes »	WARIN MANUEL.
BRAFFORT Paul, Ingénieur au Commissariat à l'Energie Atomique.	SURDIN LABEYRIE.
BUISSON Jacques, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	BOUCHARD QUINET.
CALVEZ Raymond, Roger, Agent Technique Radio électricien à la Sté « La Radiotechnique »	BOURASSIN PAGET.
CANGUILHEM Jean-François, Ingénieur A. et M. élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique	Mme HUTER PARIS
CAPLIN Raymond, Ingénieur, Chef de Service à la Sté T.R.T.	MATRAS ANDRIEUX.
CENSIER Lucien, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	GAUSSOT PARIS.
CHALVET Marcel, Jacques, Albert, Ingénieur-Conseil	RAYMOND PIEL.
CHAMPONNOIS, Ingénieur E.S.M.E. à la Sté « La Radiotechnique »	BOURASSIN SCHNEBELEN.
CHATT Douglas, Frederick, Ingénieur Electricien B. Sc. (Elect. Eng.) A.M. I.E.E. — Auteur Technique.	PARODI. MATRAS.
CHAUPIT Jean, Agent Technique à la Cie Générale de T.S.F.	MATRAS GUÉNARD.
CHERISEY Jean (de), Ingénieur E.S.M.E. à la Société T.R.T.	DELUGEAU COIRON.

MM.	présentés par MM.
Chérot Jean, René, Ingénieur E.S.E., Licencié ès-Sciences	Delattre Pottier.
Clément René, Ingénieur autodidacte à la Cie Générale de T.S.F.	Danzin Thien Chi.
Combier Michel, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	Bouchard. Quinet.
Compagnie Industrielle Française des Tubes Electroniques	Parodi Matras.
Consigny, Edmond, Philippe, Agent Technique au Service de la Pile de Saclay spécialité électronique	Surdin Delattre.
Darlot Marc, Hubert, élève au Lycée P.-Langevin	Robert Grillot.
Dawson Edouard, Agent Technique à la Cie. Française Thomson-Houston	Louis Bertrand.
Degonde Jean, Ingénieur E.C.T.S.F. à la Cie Française Thomson-Houston	Leroy Zobermann.
Dequesne Lucien, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot Paris.
Desneiges Paul, Ingénieur C.N.A.M. Chef de la Section des Grands Appareils (Energie Atomique)	Surdin Weill.
Devarhubli Vasudeo, Ingénieur de l'Université de Bombay aux Laboratoires R. Derveaux	Parodi Matras.
Dispot Jean, Ingénieur E.S.M.E.	Durel Léger.
Druesnes André, Agent Technique à la Cie Française Thomson-Houston	Louis Bertrand
Dubos Jean, Ingénieur de l'Ecole Normale Supérieure, agrégé de mathématiques à la Cie Industrielle des Téléphones.	Oswald Selz
Dubuissez Gérard, Charles, Agent Technique à la Cie des Compteurs	Letienne Plaige
Dufour Charles, Chef de Laboratoire, Département Electronique de la Cie Générale de T.S.F.	warnecke Guénard.
Dupont Jacques, Agent Technique	Léger Moll.
Dussaussoy Pierre, Ingénieur C.N.A.M. à la Cie Générale de T.S.F.	Danzin Thien Chi.
Duvaux Philippe, Ingénieur Radio E.S.E.	Gaussot Paris
Flouquet Jean-Pierre, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	Quinet Bouchard.
Fournier Jacques, Sous-Ingénieur Radio aux Laboratoires Derveaux	Chabrol Avard.
Galleret Georges, Pierre, Raoul, Ancien élève de l'Ecole Polytechnique et de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications — Directeur à la Cie Française Thomson-Houston — « Groupe Electronique »	Jean Sollima.
Gandreuil Henri, Chef du Groupe Technique, Service détection électromagnétique (Guerre)	Freymann Mével.
Ganouna-Cohen Gilbert, Ingénieur E.S.M.E. au Commissariat à l'Energie Atomique	Surdin Labeyrie.
Gautrot Jean Ingénieur E. S. M. E. aux Laboratoires R. Derveaux	Thouvenot Blanluet.
Gauvan Charles, Victor, Ingénieur Radio E. S. E. Lieutenant Colonel en retraite	Matras Giraud.
Gesbert Bernard, élève à l'Ecole Technique de Photographie et Cinématographie	Quinet Bouchard.
Gest Robert, Ingénieur E. C. P. et Radio E. S. E.	Gaussot Paris.
Gillonnier Julien, Ingénieur à la Société Nationale des Constructions Aéronautiques du Nord	Muret Poubeau.
Girod Pierre, Yves, Léon, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	Raux Clouard
Godelle Maurice, Ingénieur E. S. E.	P. Besson Varret.
Gourio Maurice, Agent Technique aux Laboratoires R. Derveaux	Chabrol Bouveret.
Grosvalet Jean, Ingénieur E. S. P. C. I. à la Cie Générale de Télégraphie Sans Fil	Danzin Peyssou.
Guillaud Clément, Licencié es-Sciences, stagiaire au C. N. R. S.	Davoine Eyraud.
Guillon Henri, Ingénieur C. N. A. M. au Centre Nucléaire de Saclay	Surdin Labeyrie.
Hébet Maurice, Marcel, Léon, Agent Technique Principal à la Cie Générale de T. S. F.	Lefebvre Albaret Jouannic.
Herzberger Peter, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	Quinet Cardot.
Hugolin Lucien, Agent Technique au Centre Nucléaire de Saclay	Surdin Weill.
Huisman André, agrégé de Sciences Mathématiques, Professeur au Lycée Montaigne	P. Chavasse Matras.
Johnson Jacques, Ingénieur E. N. S. E. M. de Nancy à la C. G. C. T.	Goudet Gudefin.
Josse Robert, Ancien élève de l'Ecole Polytechnique, Ingénieur Civil de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Officier mécanicien de l'Air	R. Rigal Matras.
Kalogeras Gerassimos, Ingénieur de l'Ecole Polytechnique de Grèce, Ingénieur Radioélectricien à l'O. T. E.	Cabessa de Coudenhove
Kans Léon, Professeur Technique à l'O. R. T., Chef de Travaux Radio-Télévision	Matras Bladier.
Kariambas Nicolas, Ingénieur de l'Ecole Polytechnique d'Athènes, Radioélectricien à l'O. T. E.	Cabessa de Coudenhove.
Madame Koch Lydie, Ingénieur E. S. P. C. I.	Surdin Labeyrie.
Lacour Jean-Louis, sous-Ingénieur à la Société T. R. T.	Dessert Verdier.
Lallemand Claude, Ingénieur E. S. M. E. au Commissariat à l'Energie Atomique	Surdin Labeyrie.
Lantz Gérard, Charles, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	Quinet Bouchard.
Lapeyre Gaston, Louis, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	Quinet Bouchard.

MM.	présentés par MM.
Lapouille Marcel, élève à l'Ecole Technique de Photographie et de Cinématographie	Quinet Bouchard.
Lavergne Jean, sous-Ingénieur de l'Ecole Centrale de T. S. F. à la Société Nouvelle de l'Outillage R. B. V. et de la Radio-Industrie	Andonian Plas.
Le Blévennec Benjamin, Agent Technique au Département Electronique à la Compagnie des Compteurs	Dumez Guillerm.
Le Cren Roger, Ingénieur Radio E. S. E.	Mme Huter Gaussot.
Le Gourrierec, Ingénieur en Chef des P. T. T., Expert auprès des P. T. T. Turcs, Ministère des P. T. T. d'Ankara	Cabessa Renard.
Leny Jean-Claude, Ancien Elève de l'Ecole Polytechnique, Ingénieur E. N. S. T. à la Radiodiffusion-Télévision Française	Bezie Matras.
Leschi François, élève à l'E. S. E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gal Leschi Matras.
Letellier Charles, Ancien Elève de l'Ecole Polytechnique	Matras Mathis.
Levy Robert, Joseph, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	Bouchard Quinet.
Ligouzat, élève à l'E. S. E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot Paris.
Lilamand Monique (Madame), Berthe, Ingénieur E. S. P. C. I. à la Société d'Electronique et d'Automatisme	Raymond Namian.
Long Jacques, Ingénieur à la Société Alsacienne de Mécanique et d'Electronique Appliquée	Poichet Niogret.
Lorimy Bernard, Ingénieur Radio E. S. E.	Mme Huter Dauphin.
Macquaire Jean-Pierre, Ingénieur E. S. M. E.	Bourassin Maitre.
Mahé de la Villeglé Gildas, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	Bouchard Quinet.
Malassenet Armand, Ingénieur A. et M., élève à l'E. S. E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot Paris.
Malek Asghar Moussa, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	Bouchard Quinet.
Malherbe Maurice, Gaston, Marie, René, Ingénieur des Arts et Manufactures et Radio E. S. E.	P. Besson Flambard.
Manceau Claude, Charles, Ingénieur de l'Ecole Centrale de T. S. F.	Chrétien Folliot.
Marchain Pierre, Agent Technique à la Compagnie Française Thomson-Houston	Louis Bertrand.
Martin André, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	Chrétien Quinet.
Mengaud Bernard, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	Bouchard Quinet.
Mettavant René, Lieutenant-Colonel des Transmissions, Commandant la Section Technique des Transmissions	Ramon Guirlet.
Metzl Constantin, Ingénieur autodidacte, Chef de Service à la Société Sintra	Chantreuil Abraham.
Mey Jacques, Ingénieur E. S. E., Licencié ès-Sciences, Ingénieur au Commissariat à l'Energie Atomique	Surdin Labeyrie.
Meyerhoff Alan A., Membre de l'I. R. E.	Parodi Matras.
Michel Bernard, Ingénieur E. C. P. et Radio E. S. E. à la Compagnie Générale de T. S. F.	Danzin Thien-Chi.
Miclo Robert, Ingénieur E. S. E. à la Compagnie Générale de T. S. F.	Thien-Chi Hervé.
Monfeuga Michel, licencié ès-Sciences, Ingénieur E. R. B. à la Compagnie Générale de T. S. F.	Champeix Jassin.
Moreau Jacques, André, Auguste, Ingénieur E. S. E. à la Société Nationale de Construction Aéronautique du Nord	P. Besson Varret
Moutte Raymond, Claude, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	Bouchard Quinet.
Muser André, Ingénieur Radio E. S. E.	Gaussot Paris.
Nguyen-huu-duc, Sous-Lieutenant, élève stagiaire à l'Ecole d'Application des Transmissions	Parodi Matras.
Nguyen-van-di, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	Bouchard Quinet.
Papo Maurice, Ancien élève de l'Ecole Polytechnique, Ingénieur Civil de l'E. N. S. T. à la Compagnie I. B. M. France	Rigal Thurin.
Peters Johannes, F., Oberingenieur Leiter der Hauptabteilung Forschung des Nordwestdeutschen Rundfunks	Matras Mallein.
Picardeau Maurice, Ingénieur E. S. M. E. à la Compagnie Générale de T. S. F.	Danzin Thien-Chi.
Pierre Jean, Ingénieur A. et M. à la Compagnie Générale de T. S. F.	Danzin Thien-Chi.
Pignal Michel, Ingénieur I. E. G., Ancien élève de l'Ecole Navale, Directeur à la Compagnie Française Thomson-Houston	Jean Sollima.
Pijeaud Jean-Claude, Ingénieur Radio E. S. E.	Gaussot Paris.
Planque Marc, Ingénieur E. S. M. E. au Commissariat à l'Energie Atomique	Surdin Weill.
Plantin, Ingénieur E. S. M. E. à la Société « La Radiotechnique »	Bourassin Néverlée.
Pouder Robert, Louis, Marie, Ingénieur Radio E. S. E.	Gaussot Paris.
Protin Jean, Ingénieur E. S. M. E. à la Compagnie Générale de Métrologie	Ribeiro Matras.
Pun Lucas, Ingénieur E. S. E. à la Société Sirelec	G. Lehmann Csech.
Quinchez Hubert, René, Edgard, Ingénieur Radio E. S. E.	Gaussot Paris.
Rabourdin Georges, Ingénieur E. S. O. à la Compagnie Générale de T. S. F.	Danzin Thien-Chi.
Rabuteau Yves, Aspirant Ecole Navale	Lizon Rabuteau.
Remy Maurice, Jean, élève à l'E. S. E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot. Paris.

MM.	présentés par MM.
Rœlants Jacques, élève à l'E. S. E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot Paris.
Rousseau Emmanuel, Ingénieur C. N. A. M. à la Compagnie de Signaux et d'Entreprises Electriques	Iltis Matras.
Roy Roger, Pierre, Albert, Ingénieur I. E. G., Ingénieur E. S. E. et Radio E. S. E., sous-Ingénieur à la S. F. R.	Oger Tcatchenko.
Sagot Pierre, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	Bouchard Quinet.
Saienko Michel, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	Bouchard Quinet.
Saint-Oyant Bernard, Ingénieur Radio E. S. E.	Mme Huter Dauphin.
Schlumberger Christian, Ingénieur E. C. P. à la Compagnie Générale de T. S. F.	Danzin Hervé.
Schwindling Hans, Ingénieur-Physicien de l'Université de Sarrebruck, Ingénieur de la Starec	Weissfloch Ancona.
Segrestan Georges, Ingénieur au Laboratoire Central de l'Armement	Bouchard Quinet.
Sorba Antoine, élève à l'E. S. E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot Paris.
Tarassoff Alexandre, Ingénieur E. S. E.	Pastier Amouroux.
Thalmann Georges, Chef de la section de Radioélectricité à l'Ecole des Métiers de la ville de Lausanne	Erb Matras.
Vallotton Casimir, Diplomé d'Etudes supérieures de Sciences Physiques	Parodi Matras.
Van den Broek d'Obrenan Jean, Ingénieur E. C. P. à la Société des Servomécanismes Electroniques	Cambornac G. Van den Broek.
Viguie Roger, Agent Technique Principal au Commissariat à l'Energie Atomique.....	Surdin Weill.
Villepelet Jean, Paul, Ingénieur E. S. E. et Radio E. S. E. au Laboratoire Radio Radar de la Marine, Docteur ès-Sciences	Gaussot P. David.
Visocekas Raphaël, Ingénieur de l'Ecole Polytechnique et Radio E. S. E.	Gaussot Paris.
Weil Pierre, Ingénieur E. S. E. à la Compagnie Générale de T. S. F.	Danzin Thien-Chi.
Winter Guy-Marie (de), Ingénieur E. S. E., élève à l'Institut Supérieur des Matériaux et de la Construction Mécanique	P. Besson Fénelon.

OFFRES ET DEMANDES D'EMPLOI

OFFRES

O.54. — Compagnie I.B.M. France.

Recherche :

INGÉNIEURS

formation Grdes Ecoles, ayant plus. années de référ. en PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE. Ecr. 20, Av. Michel-Bizot, Paris-12e.

O.66. — Imp. Construct. rech. pr Paris Ingénieur très bonne format. électronique théorique et pratiq. et connaiss. matér. contrôle énergie nucléaire. Ecr. M. Couteaud, 74, rue de Verdun à Bagneux (Seine).

O.67. — « Pour diriger Petit Laboratoire de Mesures électroniques, recherchons Ingénieur ayant bonne connaissance en électronique et optique. Expérience en photo électricité serait appréciée. ». Ecrire à n° 20283 Publicité Sweerts, 36 ter, rue Tour-d'Auvergne, Paris, qui transmettra.

O.68. — « Commissariat à l'Energie Atomique recherche : Agents techniques (A.T.2. et A.T.3.) pour le Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay. 1° Spécialistes Hautes Fréquences ou Vide, pour travaux de recherches effectuées avec Accélérateurs Linéaires de 30 MeV. 2° Spécialistes en Electronique et Vide, pour Laboratoire d'Etudes de Piles ». Ecrire C.E.A. Boîte postale n° 307 Paris (7e). — Rappeler référence « S.N.E. 16.

O.69. — « Ingénieurs E.S.E. Radio ou I.R.G. ayant quelques années d'expérience et 30 ans maximum et Agents Techniques 3e catégorie pour Radioélectricité générale et servomécanismes ». Ecrire à la Société qui transmettra.

O.70. — « Section Aéronautique de la Direction des Constructions et Armes Navales du Port de Toulon recherche pour travaux sur matériel de l'Aéronavale Ingénieurs Contractuels des spécialités suivantes : Machines-outils, Electriciens, Equipements Hydrauliques, Bureau d'Etudes avions. — Traitements annuels allant de 600 000 à 1 400 000 F. Adresser références des prétentions à M. l'Ingénieur en Chef du Génie Maritime, Chef de la Section Aéronautique. — Direction des Constructions et Armes Navales. — Port de Toulon (Var) ».

O.71. — « C.F.T.H. recherche : Agts techniques pour Mise au Point recettes Radar hyperfréquences et circuits. Se prés. 6, rue du Fossé Blanc, Gennevilliers 9 et 11 h sf samedi ».

DEMANDE

D. 58. — « Ingénieur E.S.E. et physique générale, 35 ans, marié, sans capital, recherche Direction, collaboration, usine, atelier, mécanique, électricité, radio, électronique, pour reprise ultérieure. Ecrire à la Société des Radioélectriciens qui transmettra.

D. 59. — « Ingenieur E.S.M.E., certificats licence ès-science, 29 ans, 7 ans de pratique ; chef du service des Radars et appareils de radionavigation dans importante administration de l'Etat, cherche situation d'avenir ».

Imprimerie Marcel Bon, Vesoul. — Dépôt légal : 1er trimestre 1956. — I. n° 25. — 4.900. 578 E. n° 20. — La gérante : Mme Chiron

Le Tirage et la Diffusion de

L'ONDE ÉLECTRIQUE

sont contrôlés par

L'OFFICE DE JUSTIFICATION DE LA DIFFUSION DES SUPPORTS DE PUBLICITÉ

Le Numéro de Mars 1956

de

L'ONDE ELECTRIQUE

sera consacré à

la Pièce Détachée Professionnelle

OFFRE AUX FABRICANTS FRANÇAIS EXPORTATEURS

Nous sommes importateurs réputés

d'APPAREILS radio tropicalisés - Postes auto-radio - Postes à piles Amplificateurs - Pick-up - Tourne-disques - Phonographes - Disques - Aiguilles, etc...

d'INSTRUMENTS DE MUSIQUE : Trompettes - Flûtes - Bugles - Pianos - Accordéons - Harmonicas, etc...

d'APPAREILS ÉLECTRO-MÉNAGERS : Réfrigérateurs - Ventilateurs, etc..

Nous pouvons représenter des fabricants comme seuls distributeurs dans cette région et dans ses environs. Correspondance soit en français soit en anglais

AJEDUNNI TRADING Co

GENERAL MERCHANTS P. O. BOX 207

8, Ademuyiwa Road Ebute - Metta *NIGERIA B. W. A.*

Pour vos services d'entretien, Pour vos agents techniques,

Pour votre maîtrise, Pour vous-même ?. . .

ÉTUDE TECHNOLOGIQUE DES BOBINAGES ÉLECTRIQUES ET DE LEUR RÉPARATION

par **MARCEL DELFOSSE**

Ingénieur des Arts et Manufactures

SOMMAIRE DE L'OUVRAGE

I. Rappels. — II. Etude des enroulements à courant continu : enroulements à anneau ou hélicoïdaux.

III. Enroulements induits en tambour. Principe. Formules générales.

IV. Enroulements induits et tambour. Répartition du potentiel.

V. Système inducteur. — VI. Enroulements induits pour courants alternatifs.

VII. Force électromotrice des machines à courant alternatif.

VIII. Enroulements divers. Transformateurs. — IX. Réalisation pratique des enroulements : Conducteurs et isolants.

X. Bobinages pour induits à courant continu. — XI. Bobinages statoriques pour courant alternatif.

XII. Bobinages rotoriques pour courant alternatif. Transformateurs.

XIII. Bobines inductrices. — XIV. Collecteurs et Bagues.

XV. Petits outillages et vérification des bobinages.

Incontestablement, ces pages d'un Ingénieur connaissant la grande industrie électrique et ayant chronométré et tarifé des bobinages durant plusieurs années, seront d'un secours inappréciable à tous

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6e — C.C.P. Paris 53-35

MAY 15 1956
Library
Boulder Laboratories
National Bureau of Standards
Boulder, Colorado

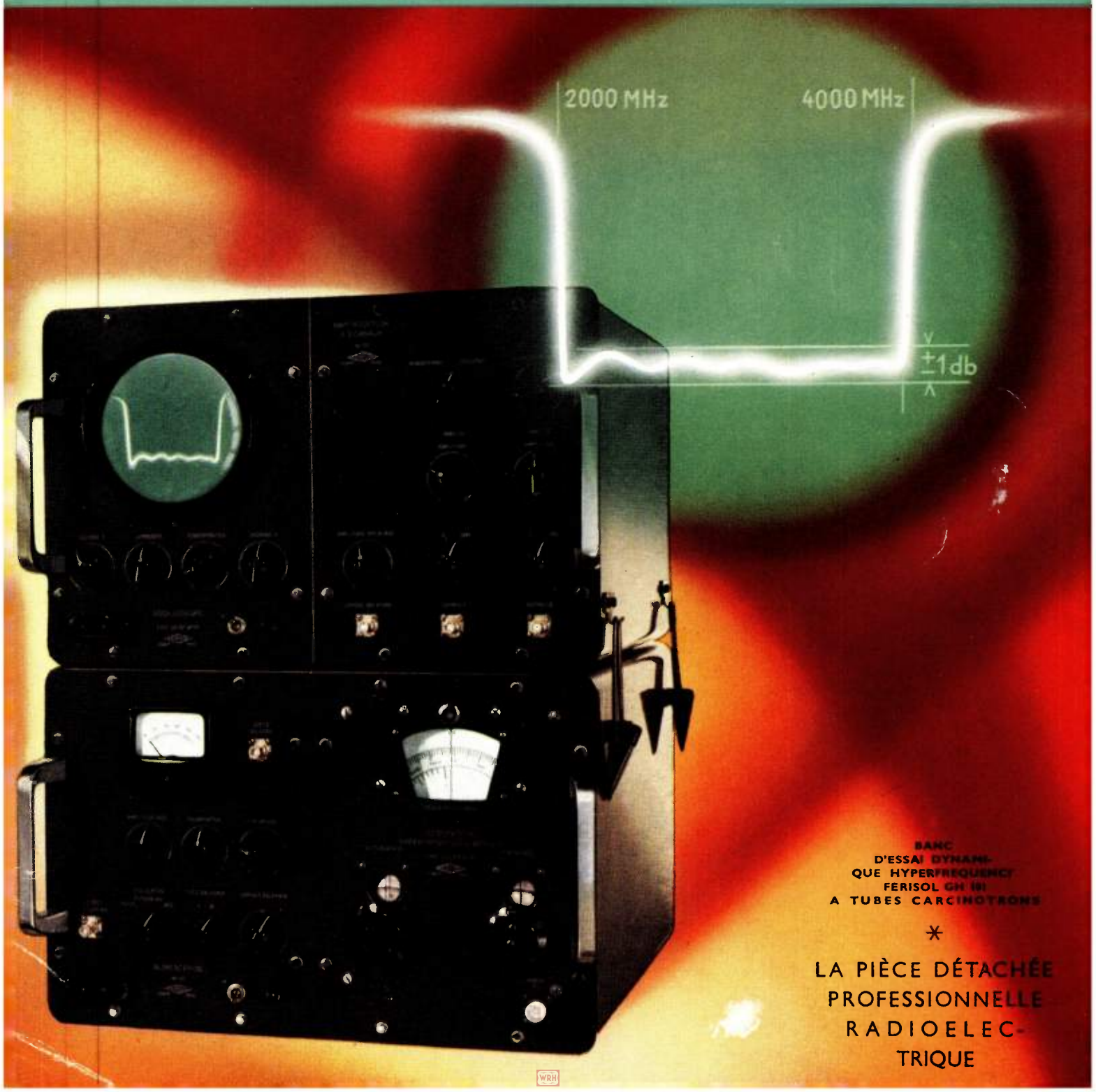
36e ANNÉE - No 348
MARS 1956

L'ONDE ÉLECTRIQUE

International

PRIX : 500 FRANCS

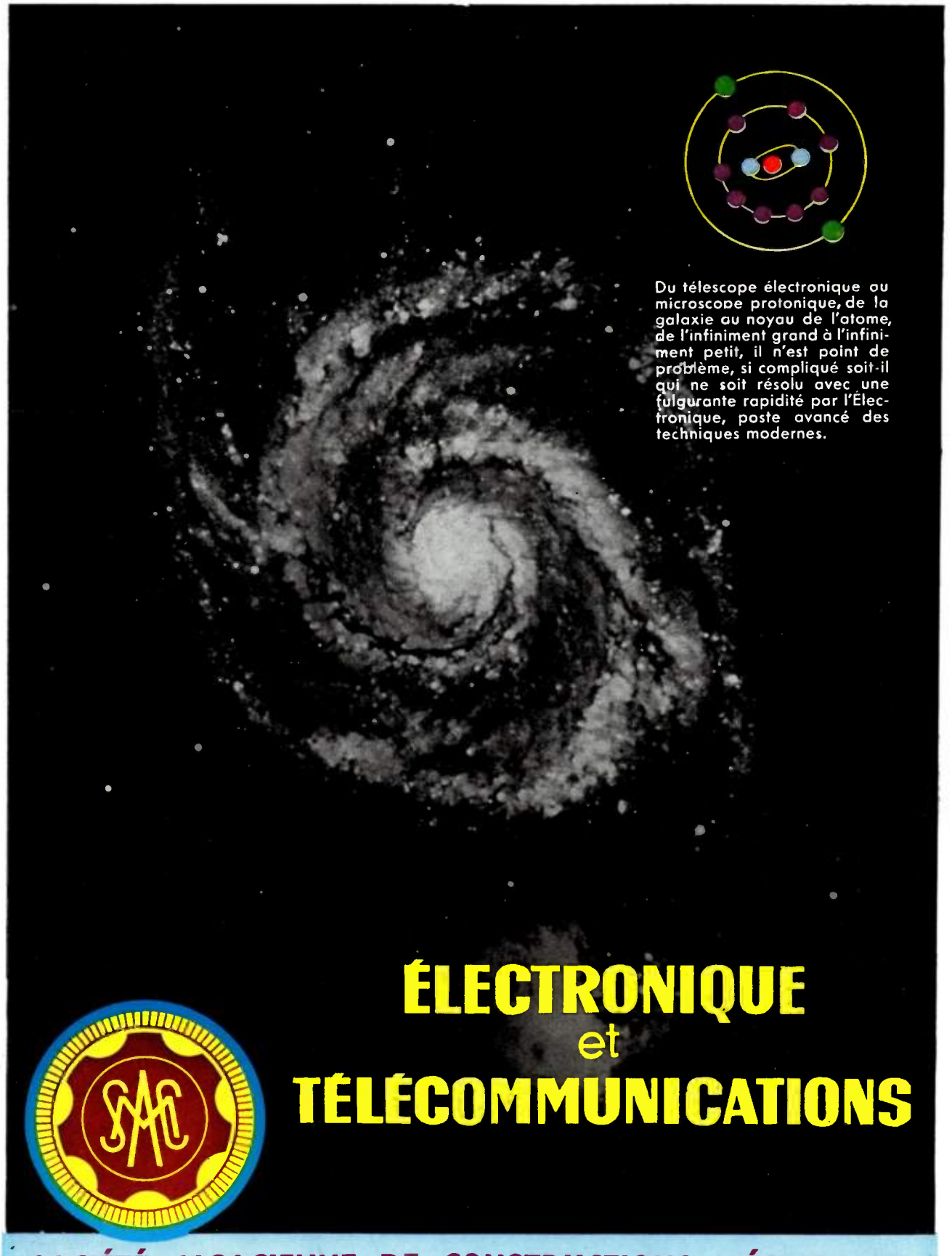
REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6e



BANC D'ESSAI DYNAMIQUE HYPERFREQUENCE FERISOL GH 101 A TUBES CARCINOTRONS

*

LA PIÈCE DÉTACHÉE PROFESSIONNELLE RADIOELECTRIQUE



Du télescope électronique au microscope protonique, de la galaxie au noyau de l'atome, de l'infiniment grand à l'infiniment petit, il n'est point de problème, si compliqué soit-il qui ne soit résolu avec une fulgurante rapidité par l'Électronique, poste avancé des techniques modernes.

ÉLECTRONIQUE et TÉLÉCOMMUNICATIONS

SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE CONSTRUCTIONS MÉCANIQUES

ELECTRONIQUE ET TÉLÉCOMMUNICATIONS

69, RUE DE MONCEAU, PARIS 8e - LAB. 60-50

Giorgi

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Électrique : R. Domenach, 161, Bd St-Germain, Paris 6e - Tél. LIT. 79-53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

Vol. XXXVI **MARS 1956** **N° 348**

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6e. — C.C.P. Paris 53-35

Abonnements 1 an : France : 3.000 F ; Etranger : 3.300 F — Prix de ce N° : 500 F

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, PARIS-6e. Tél. LIT. 79-53

LA PIÈCE DÉTACHÉE PROFESSIONNELLE RADIOÉLECTRIQUE

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine). — Tél. ALÉSIA 04-16 — C.C.P. Paris 697-38

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T.S.F.

J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie c. r.

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947)

Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, Prix Nobel de Physique.

MEMBRES D'HONNEUR

Sir Edward APPLETON, Principal and Vice Chancellor of Edinburgh University.

MM. Eugène DARMOIS, Membre de l'Institut.

Gaston DUPOUY, Membre de l'Institut, Directeur du C.N.R.S.

MM. Frédéric JOLIOT-CURIE, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Physique.

Louis LEPRINCE RINGUET, Membre de l'Institut.

Françis PERRIN, Membre de l'Institut, Haut-Commissaire à l'Energie Atomique.

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

		MM.
1922		M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923	†	H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924	†	R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925	†	J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T.T.
1926		E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927	†	Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928		Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929	†	L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930		Ed. BELIN, Ingénieur.
1931		C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932		P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933	†	L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934		Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
1935	†	R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936	†	R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937	†	F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès Sciences.
1938		P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
1939	†	J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940	†	H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945		L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946		R. P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947		R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.
1948		Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949		M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950		P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951		Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion Télévision Française.
1952		J. de MARE, Ingénieur Conseil.
1953		P. DAVID, Ingénieur en chef à la Marine.
1954		G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».
1955		H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1956)

M. R. RIGAL, Ingénieur Général des Télécommunications.

Président désigné pour 1957

M. R. AUBERT, Directeur Général technique de la C.S.F. et S.F.R.

Vice-Présidents :

MM. A. ANGOT, Ingénieur militaire général, Directeur de la Section d'Etudes et de Fabrications des Télécommunications.

C. BEURTHERET, Ingénieur en Chef à la C.F.T.H.

M. LAFFINEUR, Directeur à l'Institut d'Astrophysique de Paris.

Secrétaire Général :

M. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

L. J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier :

M. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.

Secrétaires :

MM. J. M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

P. DEMAN, Ingénieur des Télécommunications.

B. GAUSSOT, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.

Comité de Rédaction de l'ONDE ÉLECTRIQUE

Président : M. P. ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Rédacteur en Chef : M. L. J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Table des Matières

Pièces détachées d'électronique	P. ANDRIEUX	165
L'organisation de l'effort français en matière de spécifications de pièces détachées	A. DANZIN	169
Le contrôle des pièces détachées et des tubes électroniques au Laboratoire Central des Industries Electriques	M.-A DAUPHIN	176
Le contrôle des facteurs variables pendant la fabrication	J. de LIGNY et A.-H. SCHAAFSMA	186
Développement de séries « normalisées » de condensateurs au papier	G.-M. LAURENT	194
Les diodes à pointe à cristal de germanium	R.-M. HENRY	214
Diodes à jonction de puissance au germanium	M. DREYFUS-ALAIN	220
Les redresseurs de puissance au germanium	M. SASSIER	224
Les transistors à jonction aux fréquences élevées	J. VASSEUR	230
Détermination des bobinages utilisant des pots fermés ferroxcube	J. ARRAZAU	252
Sur les schémas équivalents du transistron	J. GASCHI	268
La télévision en couleur (*Suite et fin*)	H. ANGLÈS d'AURIAC	277
Le matériel professionnel au Salon 1956 de la Pièce Détachée		283
Vie de la Société		293
Congrès et Expositions		299

Sur notre couverture :

Banc d'essai dynamique hyperfréquence type GH 101 équipé de tubes Carcinotrons, et permettant un balayage en fréquence à très large bande pour l'étude dynamique des circuits hyperfréquences.

Constructeur : Ets FERISOL, 18, avenue P.-Vaillant-Couturier, Trappes (S.-et-O.). Tél. MAN 97-36 à 97-38.

SECTIONS D'ÉTUDES ET GROUPES RÉGIONAUX

SECTIONS D'ÉTUDES

No	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Général ANGOT.	M. TOUTAN.
2	Matériel radioélectr.	M. LIZON	M. GAMET.
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MERCIER.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. WARNECKE.	M. CHARLES.
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	M. CAHEN.	Mme ANGEL.
8	Electronique appliq.	M. RAYMOND.	M. LARGUIER.
9	Electronique Nucléaire	M. SURDIN.	M. LABEYRIE.
10	Formation du Personnel Technique.	M. BEURTHERET	M. GILABERT.

Les demandes pour participation aux travaux des Sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. CACHON, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E. N. S. E. M.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. DESTRAY, Directeur de l'École de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C. N. R. S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

CONSEIL DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

MM. J. ICOLE, Ingénieur en chef des Télécommunications, Chef du Département Faisceaux-Hertziens, Direction des Lignes Souterraines à Grande Distance.
J. LOCHARD, Lieutenant Colonel, Chef des Services Techniques du Groupe de Contrôle Radioélectrique.
N'GUYEN THIEN CHI, Chef de Département à la Cie Gle de T.S.F., Ingénieur-Conseil Cie Industrielle des Métaux électroniques.
† G. POTIER, Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique »
P. RIVÈRE, Chef du Service « Multiplex » de la Sté Française Radioélectrique.
M. SOLLIMA, Directeur du Groupe Electronique de la Cie Française Thomson-Houston.
H. TESTEMALE, Ingénieur des Télécommunications.
A. VIOLET, Chef de Groupe à la Sté « Le Matériel Téléphonique »
L'Ingénieur J. BLOEMSMA, Ingénieur Radio E.S.E.
A. CHARLES, Général du C.R., Conseiller technique à la Société Kodak-Pathé.
A. DIDIER, Professeur au C. N. A. M.
MM. G. GOUDET, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
M.D. INDJOUDJIAN, Ingénieur des Télécommunications, chargé du Département Télécommande du C.N.E.T.
P. MANDEL, Ingénieur en Chef à la Société Nouvelle de l'outillage R B V et de La Radio-Industrie.
A. PAGES, Ingénieur à la Compagnie Générale de T.S.F.
H. TANTER, Ingénieur au L.C.T.
P. ANDRIEUX, Ingénieur des Télécommunications.
Mario BOELLA, Professeur au Politecnico de Turin.
R. CHARLET, Ingénieur des Télécommunications.
F. GALLET, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.
M. JEAN, Directeur du « Groupe Electronique » de la C.F.T.H.
NOZIÈRES, Directeur des « Tubes Electroniques » à la Sté La Radiotechnique.
P. M. PRACHE, Directeur des Recherches à la Sté L.T.T.
J. WEILL, Ingénieur-Docteur au C.E.A.

PIÈCES DÉTACHÉES D'ÉLECTRONIQUE

PAR

P. ANDRIEUX

Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.

I. Introduction.

Parler du développement extraordinaire des industries électroniques, au cours des années qui ont suivi la dernière guerre mondiale, aussi bien en ce qui concerne la quantité que la qualité des objets produits, est devenu un lieu commun. Il est cependant instructif de chercher à comprendre comment un tel développement a pu se produire, quel a été son processus ; une meilleure compréhension des problèmes qui ont pu se poser devant naturellement préparer à mieux poursuivre l'essor actuel en faisant porter les efforts de l'Industrie et de ses grands clients sur les points essentiels.

La mise au point et la fabrication d'un appareil électronique quelconque, qu'il s'agisse d'un récepteur de radio domestique ou d'un ensemble radar moderne, fait intervenir à des degrés plus ou moins importants les phases suivantes :

a) Phase de recherches au cours de laquelle, le but à atteindre étant convenablement précisé, sont établis les schémas de principe puis les schémas de détail de l'appareil. La vérification du fonctionnement est faite sur des montages de laboratoire ;

b) Construction d'une maquette : les éléments plus ou moins épars et disparates sont regroupés, et un ensemble ne présentant pas encore toutes les caractéristiques de la fabrication future est réalisé : Il permet la vérification finale des schémas adoptés et permet d'établir avec une précision convenable les performances de l'appareil ;

c) La maquette est alors mise entre les mains d'un service technique ou d'un bureau d'études qui doit, grâce à elle, en précisant les détails d'exécution, le choix des pièces constitutives, la mécanique et le câblage, permettre la construction d'un prototype dont on souhaite qu'il représente le plus fidèlement possible l'objet finalement fabriqué ;

d) Interviennent enfin, les services de fabrication qui s'efforcent de reproduire en pré-série, puis en série, le prototype défini dans la phase précédente.

Lorsque l'on visite un atelier de fabrication d'ensembles électroniques, on voit très généralement un atelier de mécanique et de tôlerie, puis des ateliers de câblages où se fait essentiellement un travail d'assemblage de pièces détachées, enfin évidemment des postes de contrôle ou l'appareil est réglé puis vérifié. Le visiteur curieux peut voir aussi, s'il le demande expressément, le magasin d'où sortent les pièces détachées, plus rarement il en verra fabriquer certaines ; celles qui jouent un rôle particulier comme les bobines d'inductance, par exemple : dans les usines bien organisées, il pourra aussi voir les services qui contrôlent les pièces détachées à leur arrivée de chez les sous-traitants.

Ce qui précède met en lumière un curieux paradoxe de l'industrie électronique des ensembles qui mérite particulièrement d'être signalé : les appareils sont seulement assemblés dans les usines qui vendent le produit fini ; les pièces constitutives, sans lesquelles le matériel ne peut exister, sont presque toutes fabriquées ailleurs. Il serait certainement difficile de trouver une autre branche de l'industrie où se rencontre d'une manière aussi générale une situation analogue.

C'est à la lumière de cette constatation que nous allons analyser dans les paragraphes qui suivent les avantages et les dangers d'un tel système.

Nous verrons surtout qu'il conduit à poser le problème général de l'obtension de pièces détachées de bonne qualité ainsi que celui de l'étude, puis de l'industrialisation en temps utile, des pièces détachées nouvelles. Ces problèmes ne sauraient se résoudre indéfiniment par le jeu des lois d'évolution naturelle des marchés ou des intérêts, ils méritent d'être considérés en eux-mêmes. Les organismes dont nous aurons l'occasion de parler devront être renforcés et poursuivre leur action si l'on désire voir les progrès de l'électronique française, suivre la cadence internationale. Comme nous le verrons, les rôles que doivent assumer ces organismes, se situent dans les domaines suivants : recherches, coordination, normalisation et contrôles de qualité.

II. Qu'est-ce qu'une pièce détachée ?

Notre but n'est pas ici de proposer une définition plus ou moins ingénieuse et à laquelle il serait sans doute facile de trouver des exceptions, mais seulement de donner les critères permettant de reconnaître les pièces détachées du point de vue qui nous occupe.

Une pièce détachée est très généralement un objet fabriqué sans que son constructeur en connaisse la destination précise dans un ensemble, elle revêt de ce fait même un caractère polyvalent et général, et par suite doit se prêter au moins en théorie, à une normalisation facile.

Ainsi à titre d'exemple d'application de ce critère, nous dirons qu'un haut parleur ou un microphone bien que de constitution complexe présentent le caractère de pièce détachée, un transformateur interétage d'amplificateur spécial sera plutôt un sous ensemble constitué des pièces détachées vraies que sont le circuit magnétique lui-même, la carcasse, le fil de bobinage, les cosses de sortie, etc..

Bien que chaque pièce détachée soit susceptible d'un grand nombre d'utilisations diverses, il est toutefois impératif pour le bon fonctionnement des ensembles dans quoi on la trouve qu'elle soit très bien adaptée à la place particulière qu'elle y occupe. Ces deux conditions peuvent devenir contradictoires si une coordination convenable n'existe pas entre les producteurs de pièces détachées et les constructeurs d'ensembles. L'absence d'une telle coordination fait en effet apparaître les deux dangers suivants.

Ou bien l'utilisateur suscite inutilement la création d'une pièce bien adaptée, mais qui pourrait être remplacée par une pièce sensiblement équivalente qui existe et qu'il ignore.

Ou bien par manque de moyens, ou par paresse, il ne choisit pas la pièce la mieux adaptée ou renonce à la faire réaliser dans le cas ou elle n'existe pas.

III. Le rôle de la normalisation.

Le nombre de grandes catégories parmi lesquelles peuvent être classées toutes les pièces détachées d'après leur nature est de l'ordre de 20 à 30. Ces catégories sont d'ailleurs d'importance très différente, les principales catégories étant les suivantes :

Résistances fixes et variables, condensateurs fixes et variables, circuits magnétiques, dispositifs d'enfichage, commutateurs, piles, accumulateurs éléments redresseurs, éléments à base de semi conducteurs, tubes à vides, tubes à gaz...

Dans chacune de ces catégories, plusieurs modes de réalisation différant en général aussi par leurs propriétés peuvent exister. Citons comme exemple les versions suivantes des résistances fixes :

agglomérées, bobinées, à couche de carbone, à couche métallique, à couche d'oxyde, etc...

Dans ces conditions on constate qu'une centaine de rubriques au maximum doivent être envisagées pour couvrir l'ensemble du domaine.

L'expérience montre que sous chacune des rubriques précédemment détaillées, il suffit d'un nombre de types ou de modèles de pièces relativement faible pour satisfaire pratiquement à tous les usages possibles (nous désignons par type ou modèle l'ensemble des pièces qui ne diffèrent ni en dimensions, ni en mode de construction, ni en propriétés, vis-à-vis des agents climatiques extérieurs ou des conditions de fonctionnement, mais peuvent présenter de nombreuses gammes de valeurs distinctes).

Le rôle des spécifications doit être de définir les performances et les caractéristiques du nombre le plus petit de pièces permettant de satisfaire au maximum d'usages possible. Toute catégorie, tout type ou modèle figurant dans la spécification doivent pouvoir se justifier à l'aide de considérations techniques ou économiques.

A cette condition la spécification (ou la norme) peut jouer le rôle de guide pour l'utilisateur qui y trouve avec le minimum d'hésitation la pièce qui lui convient ; au constructeur de pièces détachées l'observation des clauses de la spécification garantit un large débouché et une certaine continuité dans la fabrication, générateurs l'un et l'autre de bas prix de revient. Il est certes souvent tentant pour le constructeur de pièces détachées de se prêter aux exigences quelquefois fantaisistes d'une clientèle mal informée, ou simplement avide de nouveautés à tout prix. La création d'un modèle nouveau, dont l'originalité ne réside souvent que dans la présentation ou la forme extérieure, qui ne correspond à aucun besoin réel, ne peut conduire qu'à une dispersion des efforts et constitue toujours en dernière analyse une cause de confusion et de gêne dans les fabrications. Il est hélas plus facile de se singulariser que de créer. Les constructeurs d'ensemble doivent veiller en observant les spécifications, à la rédaction desquelles ils participent, à ne pas devenir eux-mêmes, les instigateurs d'une prolifération inutile de modèles grossièrement équivalents mais non interchangeables.

Le Comité Consultatif des Télécommunications de l'Union Française a constitué pour traiter les problèmes de normalisation de pièces détachées propres aux administrations civiles et militaires, un organisme qui a entrepris dès 1955, une remise en forme générale des spécifications unifiées *CCTU*. Un travail analogue de rédaction de documents applicables aux pièces utilisées dans les appareils domestiques, est en cours au sein des organismes professionnels. Une section électronique a été récemment constituée à l'*UTE* dans le même but.

On trouvera dans ce même numéro un article de M. Danzin décrivant l'ensemble de ces organismes.

Ces différents organismes veillent à assurer entr'eux les rapports nécessaires en vue d'un travail coordonné et cohérent.

Il est d'autre part impossible pour eux de fonctionner sans tenir compte des travaux effectués à l'étranger dans le même domaine. La nécessité de l'établissement de normes internationales se fait sentir d'une manière impérative depuis plusieurs

années. La Commission Electrotechnique Internationale a abordé le problème des pièces détachées avec une activité accrue depuis ces dernières années et les premiers documents commencent à paraître, qui permettront progressivement une unification des méthodes d'essais et de classification des pièces, dont dépend la possibilité d'échanges internationaux commodes de matériels d'électronique. L'esprit dans lequel sont poursuivis ces travaux permet d'espérer qu'ils apporteront une aide efficace aux constructeurs de pièces détachées et aux constructeurs d'ensembles. En effet si la première phase de la normalisation consiste essentiellement à classer et à codifier les différents modèles, la phase suivante de son développement doit consister à guider les constructeurs vers les modèles nouveaux. A partir du moment où l'inventaire des pièces existantes est correctement fait, ou les propriétés de ces dernières ont été très précisément évaluées par des méthodes d'essais parfaitement au point, il est logique de penser que l'on dispose de tous les éléments nécessaires pour prévoir l'avenir de la manière la plus sûre possible. Les normes et les spécifications devront le plus tôt possible atteindre le niveau d'élaboration qui leur permettra de servir à la fois de règle pour le présent et de guide pour l'avenir. Il conviendra au cours de leur élaboration et de leur révision de ne jamais perdre de vue ces deux objectifs complémentaires tout en évitant de les confondre.

La recherche de pièces détachées nouvelles.

C'est volontairement que nous traitons des questions de recherche après celles relatives à la normalisation, pour marquer d'une façon plus frappante ce que celle-là doit à celle-ci. Il y a de temps en temps des découvertes physiques qui permettent d'envisager des applications inédites : le plus spectaculaire des exemples récents est celui des semi-conducteurs et de leurs applications. De telles révolutions sont cependant exceptionnelles et en définitive il est injuste que l'intérêt qu'elles suscitent contribue à éclipser l'importance des perfectionnements moins spectaculaires apportés quotidiennement dans des domaines plus classiques. La qualité et la sécurité de fonctionnement d'un ensemble sont hélas conditionnés par celles de la pièce détachée la plus mauvaise qu'il renferme, il est donc dans une très large mesure, inutile de disposer de pièces d'une qualité trop en avance sur celle des autres éléments qui lui sont généralement associés. Les spécifications qui donnent des renseignements précis sur les performances des différentes pièces permettent, de ce fait, d'établir presque automatiquement le programme des recherches à entreprendre : celui-ci devant viser à chaque instant l'amélioration des performances des éléments qui se trouvent en retard, par rapport à l'ensemble de la technique. C'est à cette exploitation des spécifications que nous pensions plus précisément à la fin du paragraphe précédent quand nous disions qu'elles devaient pouvoir servir de guide pour la technique future.

Ce guide quoique fort utile ne résoud malheureusement pas tout le problème des sujets de recherche. Il ne saurait en effet donner d'indications en vue de l'étude de pièces foncièrement nouvelles, ou de celles qui doivent répondre à des besoins entièrement nouveaux. L'organe crée quelquefois la fonction, mais il est intéressant de chercher par quelles voies la nécessité de la fonction doit pouvoir provoquer la création de l'organe, c'est-à-dire par quel processus des pièces nouvelles peuvent être étudiées parce que l'usage en apparaît nécessaire. Il ne suffit pas évidemment de définir une série de propriétés pour que l'objet qui les possède toutes soit réalisable, et il convient que les utilisateurs renoncent à demander aux fabricants de pièces détachées des objets impossibles ou tout simplement trop « futuristes ». Cette attitude facile est de nature à discréditer les demandes raisonnables. Il est normal que le fabricant de pièces détachées oppose une certaine inertie contre les sollicitations de ses clients qui lui demandent avec insistance des choses toujours nouvelles ou des réalisations dont il n'entrevoit pas assez clairement comment il pourra les atteindre. Même dans le cas le plus favorable et d'ailleurs fréquent où la demande porte sur une pièce connue existant à l'étranger, mais non encore fabriquée en France, le constructeur sollicité doit établir dès l'origine un programme financier lui assurant que l'opération sera rentable. Les risques courus sont d'autant plus importants que la demande émane d'un utilisateur qui n'aura besoin par la suite que d'un petit nombre de pièces. Attendre qu'un besoin important se soit manifesté conduit à des retards, et il convient que soit organisé de façon systématique, le recensement des besoins nouveaux ainsi que leur évaluation aussi bien quantitative que qualitative. Depuis 1955, une commission fonctionne au Centre National d'Etudes des Télécommunications sous l'égide du Comité Consultatif des Télécommunications de l'Union Française, dont le rôle est de promouvoir les recherches et les développements de pièces détachées nouvelles et de coordonner les efforts des Administrations et de l'Industrie dans ce domaine. Les résultats qui ont été obtenus en Angleterre, notamment, grâce à l'action du « Research and Development Committee » laissent favorablement augurer de l'influence que pourra exercer son homologue française.

Le contrôle de la qualité.

La complexité toujours croissante des essais que doivent pouvoir subir avec succès les pièces détachés pour répondre aux exigences des utilisations modernes conduit à des augmentations de l'importance des moyens de contrôle destinés à vérifier que ces pièces possèdent la qualité requise. Une telle vérification se présente sous le double aspect du contrôle de qualité et du contrôle de réception. Nous entendons par « contrôle de qualité » l'ensemble des vérifications qui permettent à un constructeur (et quelquefois à ses clients) de s'assurer que sa fabrication reste, dans son ensemble, d'une qualité conforme aux normes qu'il s'est fixé. Le contrôle de réception en général effectué par le client porte

sur une livraison déterminée, il peut être d'autant plus allégé que les résultats du contrôle général de qualité ont été plus satisfaisants. Une partie des performances des pièces peut être mesurée avec un appareillage relativement peu coûteux (pont de mesure par exemple) qui fait pratiquement partie intégrante de l'outillage de production. Les contrôles destinés à vérifier les propriétés mécaniques des pièces et surtout leur résistance aux agents climatiques mettent en œuvre des appareils généralement onéreux que les petites et moyennes entreprises ne peuvent envisager d'acquérir. De tels essais doivent cependant être fait périodiquement sur des pièces prélevées sur les fabrications normales, ils sont du ressort de laboratoires spécialement outillés, tels que le Laboratoire Central des Industries Electriques, qui est en mesure dans sa section électronique d'effectuer la plus grande partie des essais mécaniques et climatiques définis dans les spécifications aussi bien françaises qu'étrangères. Les possibilités, encore mal connues, de ce laboratoire d'installation récente, doivent être le plus largement possible utilisées, aussi bien par les producteurs de pièces détachées que par les constructeurs d'ensemble, en vue de donner aux uns et aux autres une connaissance aussi précise que possible des possibilités d'emploi et de la tenue en service des pièces françaises.

On trouvera dans ce même numéro un article de M. Dauphin décrivant le Laboratoire Central des Industries Electriques (Section d'essai des pièces détachées) et ses possibilités.

Conclusion.

Nous avons vu dans les paragraphes précédents que les principaux dispositifs existent dont le rôle est d'assurer, chacun dans son domaine propre, un développement convenable des pièces détachées, Il y a donc lieu d'être optimiste quant aux résultats qui peuvent en émaner dans la mesure où l'esprit dans lequel ils ont été créés, persistera à se manifester au cours de leur vie. Un travail vraiment constructif pourra se poursuivre dans la mesure où l'intérêt général restera le guide unique et le désir de chacun. La fantaisie et l'individualisme sont souvent générateurs de création artistique, ils ne sauraient l'être de qualité technique et de force industrielle. Le domaine des pièces détachées avec l'infinité de techniques particulières qu'il enserre, la diversité des productions, et le nombre d'entreprises industrielles qu'il concerne, demande sans doute plus que d'autres d'être organisé pour éviter un éparpillement nuisible. Nous pensons que les organismes de coordination existants, dont nous avons montré la nécessité, sauront ne jamais se faire accuser d'exercer un dirigisme étroit sans perdre l'efficacité que procure une autorité basée sur la confiance réciproque et la reconnaissance des services rendus.

L'ORGANISATION DE L'EFFORT FRANÇAIS EN MATIÈRE DE SPÉCIFICATIONS PIÈCES DÉTACHÉES

PAR

A. DANZIN

Président de la Commission Technique Fédérale du S.N.I.R.

Sécurité d'emploi et bas prix de revient retiennent au premier plan l'attention des utilisateurs et des constructeurs de matériels électroniques. L'établissement de « Cahiers des Charges » spécifiant les caractéristiques des produits à chaque étape définie du cycle de fabrication constitue l'une des conditions de succès.

Définition précise des performances :
Qualité et Sécurité

Choix judicieux des caractéristiques et Standardisation :
Bas prix

Les spécifications doivent d'autre part servir et non freiner l'évolution technique rapide de l'électronique, acquisition toute neuve de l'humanité soumise à une émulation scientifique et technologique mondiale. Elles doivent, en outre, tenir le plus grand compte à la fois de l'économie de la production et des besoins de l'utilisation.

L'Administration et l'Industrie viennent de prendre au cours des deux dernières années, une série de mesures propres à renforcer leur collaboration dans ce domaine.

Objectif	—	Efficacité
Moyens	—	Organisation
		Programmes à long terme

Les grandes lignes de cette organisation sont les suivantes :

Harmonie des Efforts :

1° Etablissement des programmes de travail communs.

Administration — Industrie :

2° Coordination des programmes et unité des résultats aux différents stades nécessaires de la Normalisation (C.C.T.U., U.T.E., AFNOR, C.E.I.) ;

3° Coordination des programmes d'études et des programmes de spécifications.

Rapidité, Souplesse, Efficacité :

4° Préparation des séances plénières par des Groupes de travail où des experts peu nombreux, dotés des délégations de pouvoirs nécessaires, peuvent engager par leurs décisions les organismes qu'ils représentent ;

5° Organisation symétrique de l'Administration et de l'Industrie en sous-comités d'experts.

Solutions pragmatiques des difficultés :

6° Volonté générale d'aboutir ;

7° Efficacité des hommes aux différents stades pour diriger les travaux ;

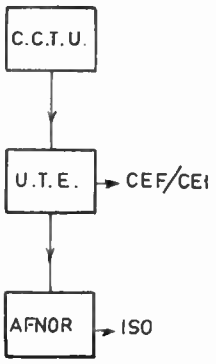
8° Travail en équipe,

Nul électronicien de 1956, fournisseur de matières premières, constructeur de pièces détachées, fabricant de matériels, usager professionnel ne peut se désintéresser de cet effort. Il doit en suivre les progrès ; s'il le peut, y apporter sa contribution ; appliquer les résultats.

1. — Contribution de l'administration.

On ne dira jamais trop la contribution apportée par les grands responsables des Administrations à l'organisation générale de l'effort actuel. La clairvoyance, l'esprit de décision et la volonté de collaboration avec l'industrie dont font preuve ceux qui, par ailleurs, détiennent l'autorité est un gage important d'optimisme pour l'électronique française.

Le schéma de principe de l'établissement des spécifications est le suivant :



1er *Stade.* — Spécifications unifiées C.C.T.U. Elles s'appliquent aux pièces détachées et sous-ensembles entrant dans les matériels utilisés par les Administrations membres du C.C.T.U.

3e *Stade.* — Norme Française (AFNOR). Elles pourront s'appuyer sur le texte des publications U.T.E. lorsque ces dernières auront reçu de la pratique la sanction suffisante pour faire l'unanimité et devenir Normes Nationales.

Ainsi, tout en laissant à chaque organisme l'autorité et la souplesse d'application nécessaires, l'harmonie du système est assurée. Cette association des efforts depuis l'origine jusqu'à l'aboutissement à la norme française fonctionne dans le cadre de l'organisation décrite plus en détail ci-après.

2. — Organisation au sein du C.C.T.U.

Le Président du Comité de Coordination des Télécommunications de l'Union Française a tenu à assumer personnellement la présidence de son Comité de Normalisation dont l'organisation est conforme au diagramme ci-dessous.

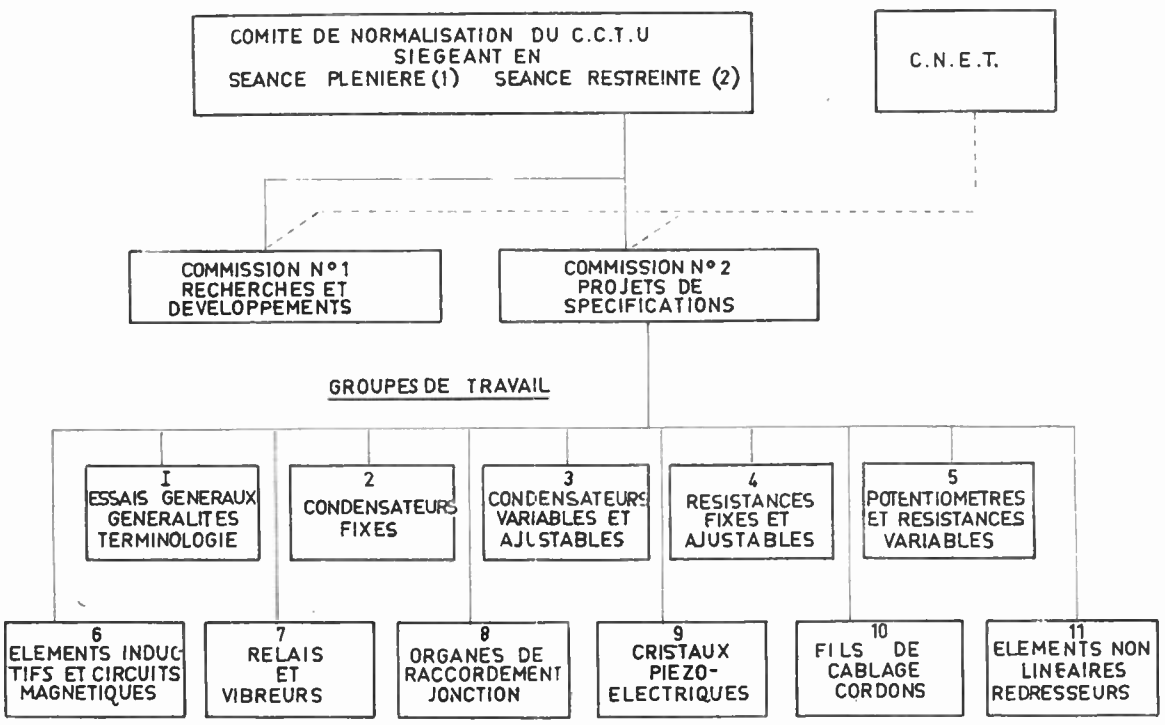


FIG. 1. — Organisation du C.C.T.U. pour l'établissement de spécifications pièces détachées

2e *Stade.* — Publications U.T.E. Applicables à tous les matériels radioélectriques en particulier récepteurs radiodiffusion et T.V.

En réalité par suite de leur processus d'élaboration et d'approbation, elles couvriront tous les domaines d'application car les qualités « professionnelles » seront soumises à des clauses identiques à celles prévues dans les spécifications C.C.T.U. ; Exceptionnellement ces dernières pourront en différer par le jeu des mises à jour, leurs rénovations précédant toujours de quelques semaines à quelques mois celles des publications U.T.E.

On donnera une idée du travail accompli au cours de l'année mars 1955 à mars 1956, au sein des différentes Commissions et Groupes de travail par quelques exemples. La Commission nº 2 « Projets de spécifications » s'est réunie 12 fois au cours de cette période. Elle a pris les dispositions nécessaires à la constitution et à l'installation de ses groupes de travail. Chacun de ceux-ci s'est vu assigner un programme à court et moyen terme qui est entré dans la phase d'exécution. Le document « Essais Généraux Climatiques et Mécaniques » élaboré par le groupe de travail nº 1, approuvé par la Commission nº 2 « Projets de spécifications » le 2 décem-

bre 1955, puis par le Comité de Normalisation C.C.-T.U. siègeant en séance restreinte le 16 décembre 1955, était finalement accepté comme spécification C.C.T.U. le 17 janvier 1956 en réunion plénière de ce Comité. Transmis aussitôt au S.N.I.R. et à l'U.T.E. pour recevoir les additions nécessaires pour l'application aux pièces du domaine « Grand Public », il est d'ores et déjà au stade de l'achèvement de la rédaction pour être proposé à la procédure U.T.E. Le même document a servi de base aux propositions françaises lors de la cession de la Commission Electrotechnique Internationale. Comité 40-5 « Essais Généraux » tenue à Paris les 3, 4, 5 et 6 janvier 1956.

On peut, d'autre part, prévoir comme prochain, l'aboutissement des spécifications particulières suivantes qui font l'objet de travaux importants :

— Condensateurs à diélectrique Mica ;
— » » Céramique ;
— » » Papier Découplage ;
— » » Papier Filtrage ;
— Supports de Tubes ;
— Noyaux magnétiques en C ;
— Cristaux piézoélectriques ;
— Résistances au carbone agglomérées ;
— Résistances bobinées ;
— etc...

Le CNET joue un rôle essentiel dans cette organisation, par son attribution d'ordre interministériel et par la participation importante technique et matérielle que son directeur a bien voulu accorder dans ce domaine, notamment en assurant avec plusieurs de ses collaborateurs la présidence de divers comité et commissions.

Il faut insister d'autre part sur l'importante contribution qu'apportent à ces travaux les spécialistes des départements techniques de l'Air, de la Guerre, de la Marine et des P.T.T.

3. — L'organisation de la profession.

La Fédération Nationale des Syndicats des Industries Radioélectriques et Electroniques a procédé de son côté à la mise en place de son organisation technique. Elle peut ainsi répondre au vœu des Administrations en apportant une qualité de collaboration qui associe la valeur technique au caractère de représentation effective de l'ensemble de la profession. En outre, elle peut aborder systématiquement les problèmes relatifs aux récepteurs de Radiodiffusion et de Télévision comme aux pièces détachées pour machines à calculer électroniques, Télécommandes, émetteurs de puissance industrielle dont le développement est appelé à s'accélérer au cours des prochaines années.

Homologue de la Commission C.C.T.U. « Projets de spécifications », la « Commission Technique Fédérale » provoque la constitution des sous-commissions d'experts, propose les programmes de travail, arbitre les difficultés s'il y a lieu, approuve les projets qui lui sont proposés. Elle a, en outre, pour charge, d'assurer les contacts avec les Administrations au sein des Commissions et Groupes de Travail C.C.T.U. et de fournir les éléments nécessaires à la préparation des travaux de la Division Télécommunications-Electronique de l'U.T.E. comme de ceux du Comité Electrotechnique Français qui délègue ses représentants à la Commission Electrotechnique Internationale. La C.T.F. suit d'autre part les efforts techniques poursuivis par la Division Electronique du L.C.I.E. à la gestion de laquelle elle est associée.

L'organigramme ci-dessous donne la liste des sous-commissions d'experts où s'accomplit l'essentiel du travail.

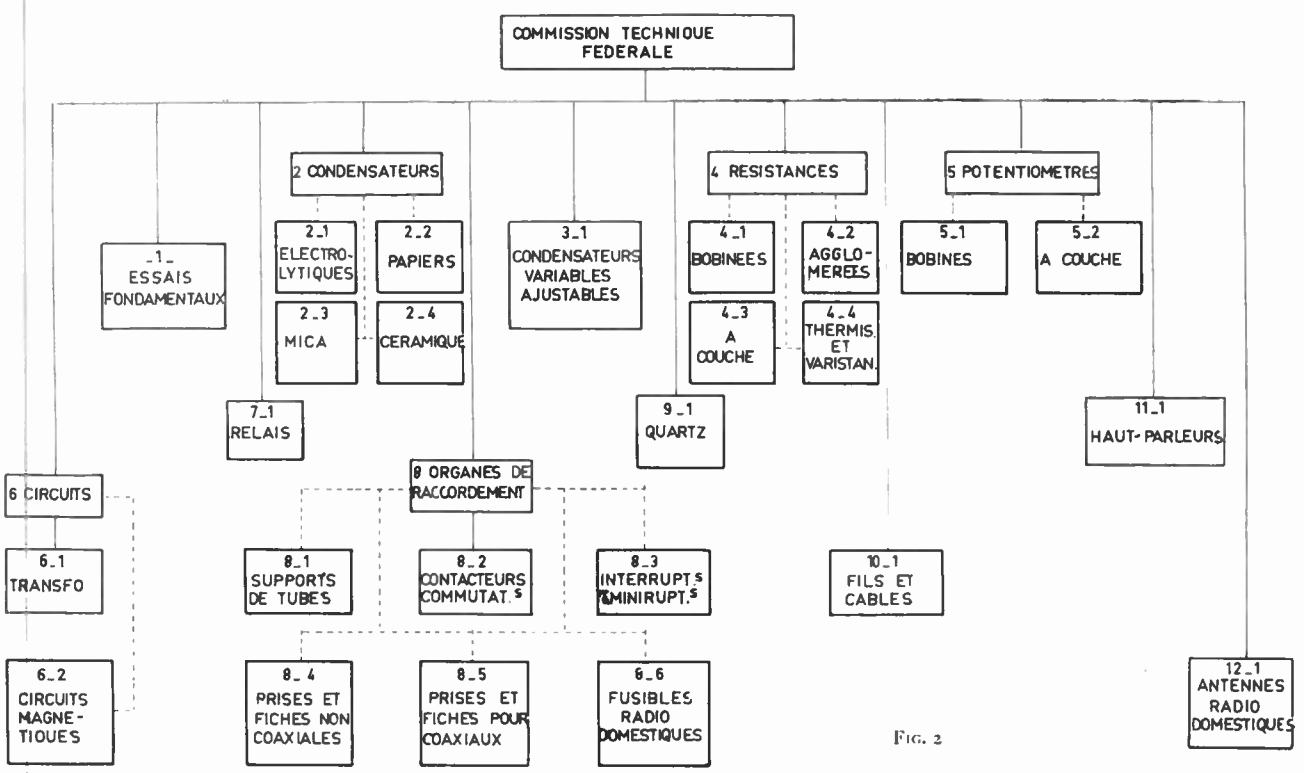


FIG. 2

Le choix des personnalités qui composent les commissions et groupes de travail a été fait sans considération d'appartenance à des firmes, mais en fonction des valeurs technique et morale et de la bonne volonté manifestée d'accepter un surcroît de travail souvent lourd et ingrat. Certains experts sont issus de sociétés non inscrites à la Fédération S.N.I.R. Ils ont été cependant sollicités parce qu'unanimement reconnus comme spécialement compétents. Les Comités Directeurs des 4 Syndicats Primaires et le Comité de Direction de la Fédération ont donné leur approbation à ces désignations.

L'année 1955 a été essentiellement utilisée à la mise en place des Groupes de travail et à l'organisation des contacts avec l'Administration.

La C.T.F. s'est réunie 12 fois au cours des 12 mois écoulés. Elle a pris d'importantes décisions dont les principales sont :

a) Approbation des projets :

— Marque de qualité des Téléviseurs comprenant 3 textes U.T.E.

C 91-100 ADD2 sur les perturbations.
C 92-210 Règles de sécurité.
C 92-200 Règles techniques.

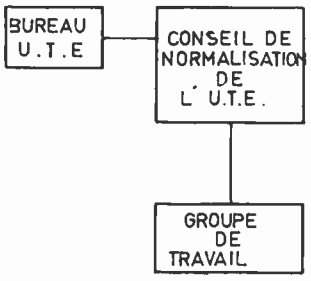
— Règles de marquage des résistances et échelles des valeurs des résistances et des condensateurs.
— Spécification sur la fourniture d'émetteurs de Radiocommunications.
— Approbation des projets « Essais Fondamentaux » et « Compatibilité Mécanique entre tubes et supports ».

b) Lancement des études de Spécifications particulières suivant programme identique à celui du C.C.T.U. (paragraphe ci-dessus).

c) Assistance au L.C.I.E. pour l'exécution d'essais expérimentaux préparatoires à l'établissement des projets de spécifications. Attribution et contrôle d'une importante subvention.

4. — La création de la section « Télécommunications-Electronique » de l'U.T.E.

Le 7 décembre 1955, un agréable cocktail réunissait quelques membres des Services Publics et de l'Industrie pour fêter la naissance de la Section « Télécommunications-Electronique » créée dans le cadre de l'U.T.E.



Cette Section, administrée comme il est indiqué sur le schéma ci-contre, aura pour tâche en s'appuyant sur les traditions qui ont fait la réputation des publications « Courants Forts », d'établir les documents régissant les clauses techniques des transactions commerciales et servant de base à la détermination des « Marques de Qualité », et de préparer l'établissement des Normes Françaises.

L'unité de doctrine avec les tendances techniques des spécifications C.C.T.U. sera totale puisque, dès la naissance de ces dernières, des membres de la Section « Télécommunications-Electronique » de l'U.T.E., assistent et participent aux discussions, tout comme ils sont présents à la Commission Technique Fédérale du S.N.I.R. et dans les Groupes de Travail de la commission nº 2.

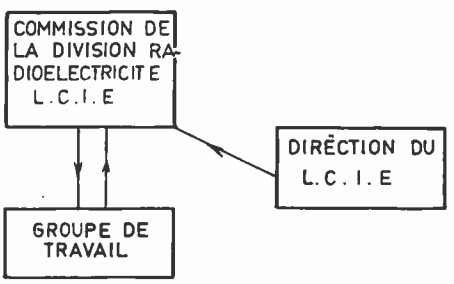
5. — La division radioélectricité et électronique du L.C.I.E.

En dehors des laboratoires des Services de l'Etat ou des Sociétés Industrielles, il a été jugé depuis longtemps nécessaire de créer un organisme de contrôle. Le rôle du L.C.I.E. est l'exécution des essais prévus dans les normes et spécifications. D'après les résultats consignés dans les procès-verbaux, les organismes compétents peuvent juger de la conformité aux clauses techniques pour prononcer les homologations, effectuer les recettes, autoriser les labels de qualité, etc...

Le Laboratoire Central des Industries Electriques joue traditionnellement ce rôle dans le domaine des courants forts. La Division « Radioélectricité et Electronique » profite de cette expérience et utilise les locaux encore disponibles dans les magnifiques bâtiments de Fontenay-aux-Roses ; on sait qu'elle a été dotée en 1954-55 d'un équipement très moderne d'appareils d'épreuves mécaniques et climatiques et de mesure. On a cherché à associer à la gestion de cette Division les mêmes organismes et personnalités qui partagent les responsabilités d'établissement des spécifications.

Cette disposition assure l'unité de conception et de programme de l'œuvre entreprise et fait travailler une nouvelle fois côte à côte les représentants des Administrations et de l'Industrie.

Le schéma de fonctionnement est le suivant :



Les réalisations 1955 ont été fort importantes puisque le laboratoire a fait preuve de son aptitude à exécuter toutes les épreuves et mesures par les normes américaines, anglaises et françaises relatives aux pièces suivantes :

— Condensateurs au papier, au mica et à la céramique ;

— Résistances fixes de tous types ;

— Tubes électroniques de réception.

Dans ces domaines, les résultats fournis par le L.C.I.E. sont agréés par les différents services appartenant au C.C.T.U. et par la profession, comme valables pour les examens d'homologation et de recette technique.

Lors de sa séance du 17 janvier, le Comité de Normalisation du C.C.T.U. a, en outre, recommandé aux Administrations l'utilisation systématique du L.C.I.E., comme laboratoire de contrôle de recette en cas de marchés d'études ou de prototypes « Pièces Détachées ».

Le programme 1956 prévoit entre autres, la mise en service des moyens nécessaires au contrôle des éléments variables du type potentiomètres et condensateurs, des condensateurs électrolytiques et des transformateurs et inductances. Il sera fait, en outre, le plus large appel au L.C.I.E. pour l'exécution des expériences nécessaires à l'établissement des spécifications particulières prévues au programme et pour le lancement des « Marques de qualité ».

Ainsi l'Industrie dispose d'un outil de travail, agréé par les Administrations françaises, au service des laboratoires de recherches, des services de développement et des fabrications de toute la profession, capable d'effectuer des contrôles de qualité, donnant toute garantie, notamment pour les fournitures destinées aux exportations, etc... et doté de moyens trop importants pour qu'aucun industriel français puisse songer à en réunir l'équivalent dans ses propres locaux. Il reste aux industriels à prendre l'habitude de l'utiliser à son maximum de rendement ; cette installation du réflexe « contrôles au L.C.I.E. » sera l'un des objectifs de la campagne 1956.

6. — La participation de l'électronique française à l'effort international de normalisation.

On retiendra, plus particulièrement les efforts des délégués français dans les différents comités de la Commission Electrotechnique Internationale. Parmi eux figure, en principe le rapporteur de la sous-commission correspondante du S.N.I.R. Ainsi se trouve réalisée l'unité de vue entre les efforts national et international en même temps que l'on obtient le meilleur rendement des échanges d'information.

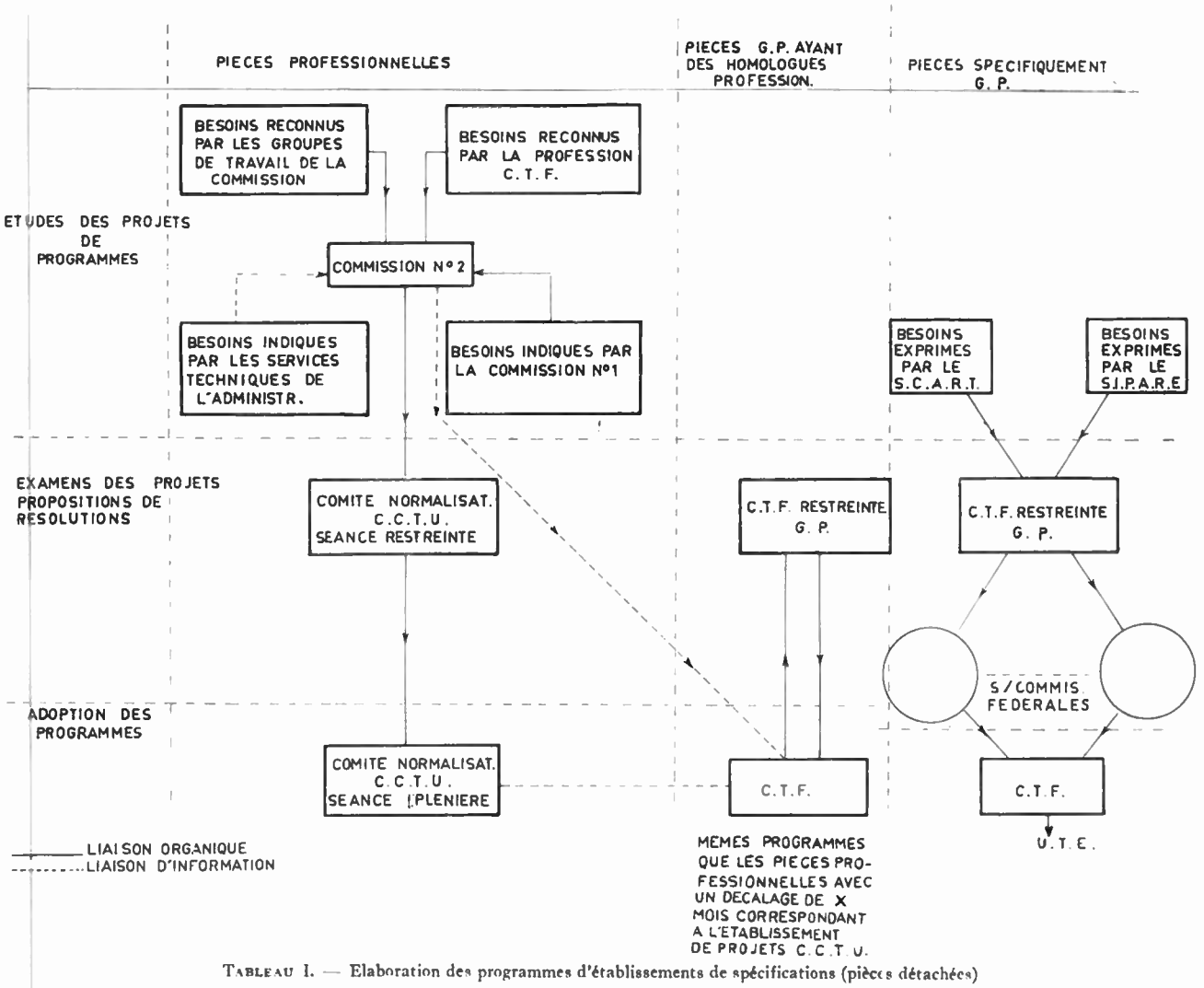


TABLEAU I. — Elaboration des programmes d'établissements de spécifications (pièces détachées)

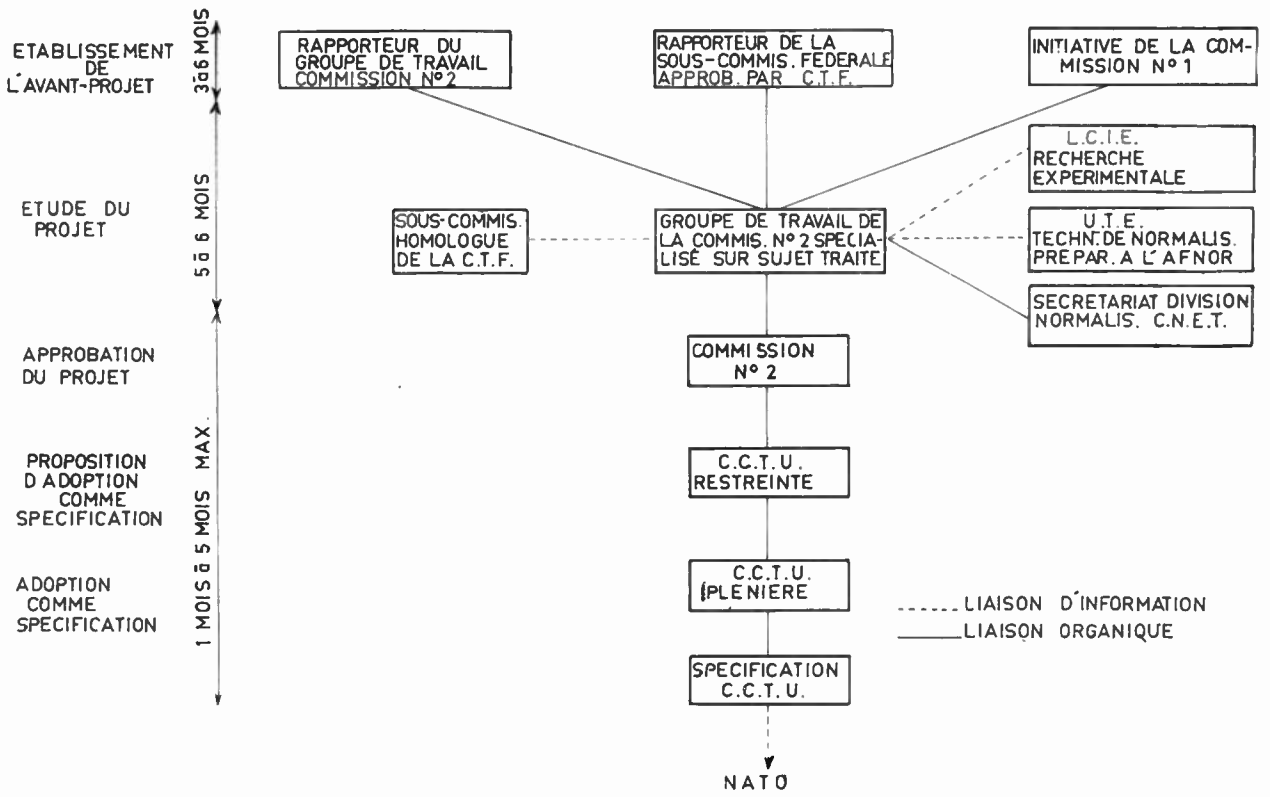


TABLEAU II. — Acheminement d'une spécification C.C.T.U. de pièce détachée professionnelle depuis sa naissance

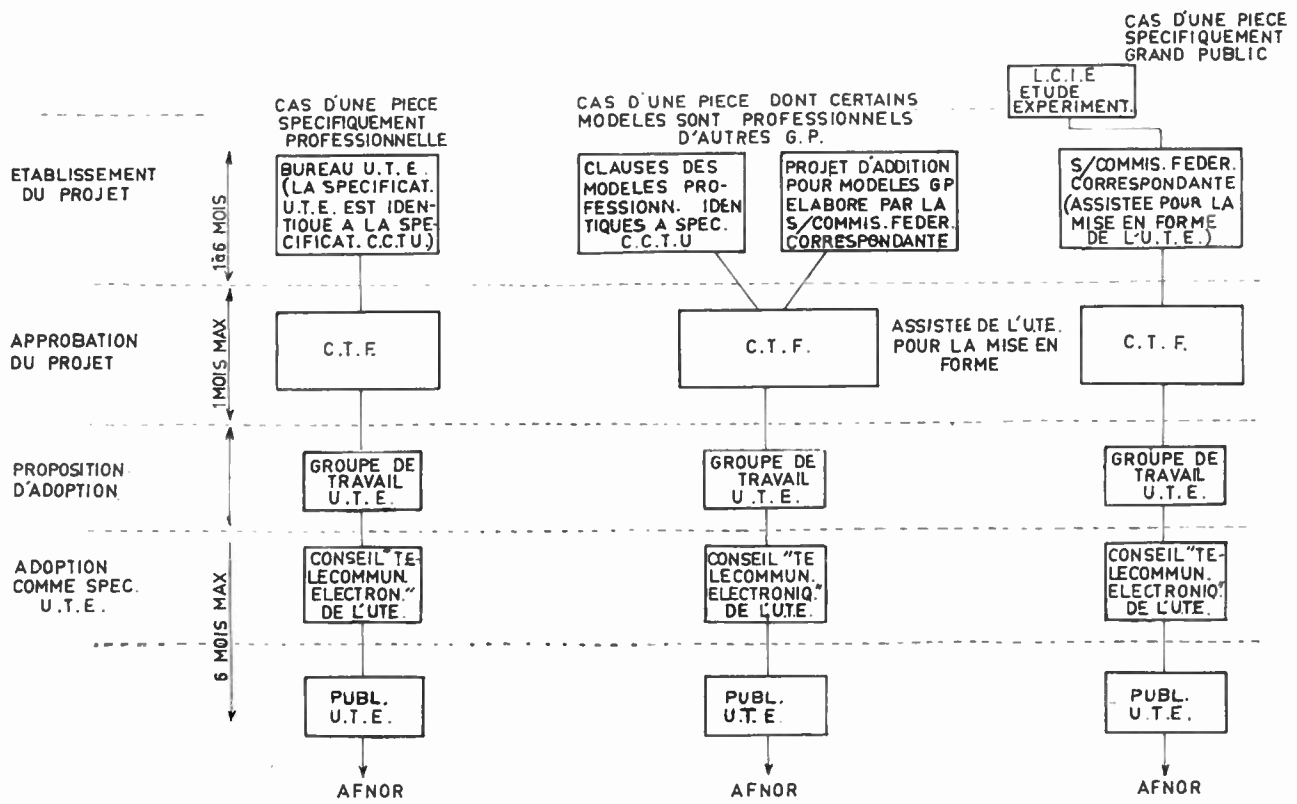


TABLEAU III. — Acheminement d'une publication U.T.E.

Au cours de l'année 1955-56, les principales réunions ont eu lieu :

— à Milan, Comité 12 : Radiocommunications ; Sous-Comité 12-1 : Mesures. Mars-avril 1955.

— à Londres, Tous sujets du domaine C.E.I. Juillet 1955.

— à Paris, Comité 40 : Pièces détachées ; Sous-Comité 40-5 : Essais Fondamentaux. Janvier 1956.

7. — Conclusion. — Schéma d'ensemble.

Le tableau I ci-contre, montre comment sont élaborés les programmes des travaux d'établissement des spécifications.

Sur le tableau II, on trouve le développement de ces travaux au fur et à mesure du passage par les différents stades d'élaboration dans le cas d'une pièce détachée professionnelle.

Le tableau III indique comment seront établies les spécifications U.T.E.

On a mentionné l'ordre de grandeur des délais nécessaires à franchir les différentes étapes. Il ne faut pas s'étonner de lire des mois et non des semaines. L'œuvre entreprise est de longue haleine et ne vaudra que par la continuité.

Ainsi s'est mise en place, au cours des deux dernières années, l'organisation d'un effort d'ensemble auquel concourent les Administrations et l'Industrie travaillant partout en étroite liaison. Des résultats directement utilisables dans la pratique des transactions entre fabricants de pièces détachées et constructeurs pour les marchés intérieurs et d'exportation ont déjà été obtenus. Le système a donc montré sa vitalité. Mais il entre seulement dans son adolescence, il peut encore rencontrer les difficultés de l'âge ingrat. Il importera de veiller au cours des années 1956-57 à lui donner une saine maturité et à constituer les bases d'une solide tradition.

LE CONTROLE DES PIÈCES DÉTACHÉES ET DES TUBES ÉLECTRONIQUES AU LABORATOIRE CENTRAL DES INDUSTRIES ÉLECTRIQUES

PAR

M.A. DAUPHIN

Ingénieur de l'Ecole Polytechnique
Chef de Service au L.C.I.E.

I. — Introduction.

L'ingénieur électronicien qui met au point une maquette et celui qui réalise un prototype savent que la réussite de leur opération dépend plus de la qualité des pièces détachées et des tubes qu'ils comptent utiliser que de leur imagination inventive ou de leurs capacités réalisatrices. Combien d'entre eux connaissent-ils le comportement futur de leurs pièces au cours du fonctionnement de l'équipement réalisé ? Se sont-ils prémunis contre les incidences des variations des caractéristiques des pièces sur les performances de leur appareil ? Se sont-ils assurés que les conditions électriques, climatiques ou mécaniques auxquelles les pièces vont être soumises ne vont pas les modifier ou même les détruire au point de rendre, à bref délai, leur appareil inutilisable ? Sont-ils certains que le remplacement d'une pièce défaillante par une autre pièce du même type est possible ? Toutes ces craintes seront dissipées s'ils utilisent des pièces normalisées et contrôlées.

Normalisation et contrôle.

La normalisation consiste à établir pour chaque type de pièces ou de tubes une spécification dans laquelle sont précisés avec des tolérances définies :

— les caractéristiques dimensionnelles ;

— les caractéristiques électriques ;

— les essais qui permettront de vérifier la résistance aux agents physiques perturbateurs.

Le contrôle consiste à vérifier que les pièces d'une fabrication donnée satisfont bien aux spécifications correspondantes. C'est une garantie de qualité qui est délivrée sous forme d'homologation pour une fabrication nouvelle, et confirmée ultérieurement par des contrôles d'homologation et des contrôles de fabrication de série, à la suite d'essais effectués dans des laboratoires agréés.

Rôle du L.C.I.E.

Le Laboratoire Central des Industries Electriques joue dans ce domaine un rôle particulièrement important. Fondé par l'Etat et administré par l'ensemble de la profession, il est de ce fait reconnu aussi bien par l'Administration que par les fabricants de pièces détachées, de tubes et d'équipements et peut servir d'arbitre en cas de litige entre ces divers organismes.

Ce caractère de neutralité l'a fait choisir comme Laboratoire d'exécution matérielle des essais d'homologation. De plus son équipement reste à la disposition des Administrations et des fabricants pour tous les essais nécessités par l'étude d'une pièce nouvelle, en offrant le maximum de garantie, son personnel étant soumis au secret professionnel.

Pour satisfaire à tous ces besoins, l'équipement de la Division Radioélectronique et Electronique

du L.C.I.E. a été considérablement augmenté au cours de ces deux dernières années. Doté actuellement d'un matériel moderne et particulièrement adapté aux essais de contrôle de pièces détachées et de tubes électroniques, il peut rivaliser sur ce point avec de nombreux laboratoires étrangers.

Nous nous proposons dans les lignes qui vont suivre de décrire et de faire connaître les principaux essais pouvant être réalisés au L.C.I.E. dans le domaine du contrôle des pièces détachées et des tubes électroniques et les matériels correspondants.

II. — Le Contrôle des pièces détachées.

Rassembler dans un même laboratoire la totalité des équipements nécessaires au contrôle de tous les types de pièces détachées peut paraître une gageure. Chaque pièce a des caractéristiques et des propriétés qui lui sont propres et pour les essayer il conviendrait de posséder un appareillage particulier à chacune d'elles.

Il est heureux que devant cette variété considérable d'essais possibles le normalisateur se soit attaché à en dégager un certain nombre, particulièrement significatifs, qui sont seuls spécifiés pour le contrôle. Les essais d'étude, de recherche, et de développement restant alors du domaine des laboratoires spécialisés chez les constructeurs ou dans certaines Administrations, le L.C.I.E. a pu diriger son effort d'équipement dans la voie des contrôles et il est actuellement à même d'exécuter tous les essais prévus dans les spécifications françaises (C.C.T.U.) et dans de nombreuses spécifications étrangères (MIL ou RCS). Il va sans dire que cet équipement lui permet aussi d'exécuter des essais hors série dans la mesure où ces derniers ne nécessitent pas un appareillage trop particulier.

Caractéristiques des essais de contrôle.

Les essais de contrôle ont pour but de vérifier qu'une pièce est capable de tenir dans un équipement le rôle qui lui est dévolu ou que l'on espère d'elle. Cette vérification porte sur trois principaux points :

1. — *La qualité intrinsèque.* C'est en somme une photographie de la pièce qui définit sa *classe* et qui résulte de mesures électriques initiales effectuées dans des conditions atmosphériques normales :

a) mesure de la valeur nominale (résistance, capacité d'un condensateur, inductance d'un bobinage, courant ou tension de fonctionnement, etc...) ;

b) mesure des caractéristiques perturbatrices (angles de pertes, résistances d'isolement, etc...) ;

c) essai de tenue aux tensions élevées (rigidité diélectrique) ;

d) mesure de stabilité des caractéristiques précédentes sous l'influence des variations de tensions, de température, de fréquences, de pression, etc...

2. — *La durée de vie.* — C'est un essai d'endurance au cours duquel la pièce est soumise à des conditions de fonctionnement réelles ou quelquefois supérieures, pour une pièce statique pendant un temps plus ou moins long, pour une pièce à éléments mobiles (interrupteurs, commutateurs, condensateurs et résistances variables, relais, vibreurs, etc...) pour un nombre élevé d'opérations. Des mesures périodiques permettent de vérifier l'aptitude de la pièce à assurer un fonctionnement en service de longue durée.

3. — *La résistance aux agents extérieurs.* — Ce sont les essais climatiques et de robustesse mécanique qui définissent la *catégorie* de la pièce. Ils consistent soit à placer la pièce dans une ambiance et pendant un temps déterminés, soit à la soumettre à des efforts mécaniques définis, puis à vérifier qu'après une ou plusieurs épreuves la pièce conserve, avec une dérive raisonnable, ses principales caractéristiques. Ces essais particulièrement importants viennent d'être codifiés par une nouvelle spécification CCTU ; nous y reviendrons plus loin en examinant l'appareillage nécessaire à leur réalisation.

L'appareillage de mesure.

A. — Essais électriques.

Mesures générales. — La grande majorité des essais électriques spécifiés pour le contrôle des pièces détachées se ramènent à des mesures de courants, de tensions ou d'impédances et s'exécutent avec des appareils de mesures classiques.

Si l'on passe en revue les différentes spécifications on s'aperçoit que les fréquences de mesures normalisées sont peu nombreuses. On peut alors satisfaire à la majorité des besoins avec un nombre de bancs de mesures réduit, chacun d'eux fonctionnant et étant étalonné à la fréquence de travail choisie.

On sait par ailleurs que les mesures électriques sont fortement influencées par la température et l'humidité du local où elles sont exécutées. Il peut être souvent nécessaire de déterminer les caractéristiques d'une pièce dans des conditions de référence spécifiées : température de 20°C $\pm$ 1°C et humidité relative inférieure à 55 %. Il est peu pratique pour cette mesure de placer les pièces dans une enceinte, à l'intérieur de laquelle règne l'ambiance prescrite, et de les relier à des appareils de mesure extérieurs ; les effets perturbateurs dus à la longueur des connexions sont inévitables et enlèvent à la mesure la précision et la garantie exigée.

On a préféré au L.C.I.E. utiliser une *salle climatisée* dans laquelle s'effectuent toutes les mesures initiales et les mesures sanctionnant une épreuve climatique ou mécanique. Dans cette salle où règnent une température de 21°C $\pm$ 1°C et une humidité relative de 50 %, ont été rassemblés à postes fixes les principaux bancs de mesure utiles :

— un pont de Wheatstone pour la mesure en courant continu des résistances comprises entre 1 ohm et 10 megohms, avec lequel on peut également faire les mesures de coefficient de tension des résistances ;

— un pont de Sauty utilisé pour la détermina-

tion des caractéristiques des condensateurs de capacité comprise entre 1 et 1 000 μF, à la fréquence de 50 Hz. Le pont sert également, avec l'adjonction d'une tension de polarisation réglable, aux mesures sur les condensateurs électrochimiques :

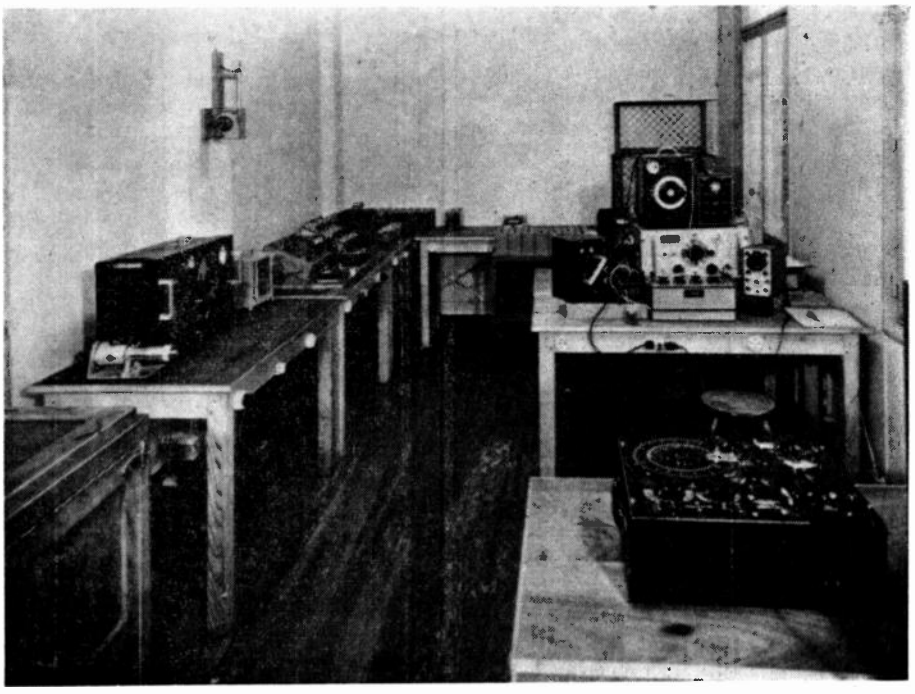


FIG. 1. — Vue de la salle climatisée. (Photo Jean Albert)

— un pont de Schering utilisé pour la mesure à 1 000 Hz de la capacité et de l'angle de pertes de condensateurs de capacité comprise entre 1 000 pF et 1 μF ;

— un acuimètre spécialisé pour la mesure à 1 MHz des capacités et des angles de pertes des condensateurs de capacité inférieure à 1 000 pF ;

— un acuimètre VHF couvrant la gamme 20- 260 MHz et utilisé notamment pour les mesures sur les condensateurs aux fréquences de 20 et 100 MHz ;

— un banc d'essai de rigidité diélectrique et de mesures de résistances d'isolement. Le banc comprend des sources de tension à 50 Hz jusqu'à 15 kV et de tension continue jusqu'à 25 kV, une cloche à vide permettant de faire les essais de rigidité à pression réduite et à température normale, un mégohmètre électronique pour les mesures de résistances d'isolement jusqu'à 10^6 megohms.

Par ailleurs, d'autres mesures doivent être réalisées en cours d'épreuve, la pièce étant placée dans des conditions extrêmes de température ou d'humidité ou soumise à des contraintes mécaniques (vibrations ou chocs). Elles s'exécutent alors à l'aide d'appareils mobiles que l'on vient placer près des enceintes ou des dispositifs d'épreuve.

Mesures particulières. — A ces mesures d'impédance, d'isolement, de rigidité viennent s'ajouter nombre de mesures particulières qu'il ne peut être ici question de cataloguer étant donné leur grande variété. La plupart exigent des montages que l'on peut réaliser à la demande sur des tables d'expérience banales. D'autres au contraire ne peuvent se réaliser que sur les appareils spécialement conçus à cet usage.

Citons par exemple :

a) l'appareil de mesure du *bruit des résistances* qui est constitué essentiellement par un amplificateur apériodique à très grand gain, de bande passante comprise entre 40 et 10 000 Hz et dont la sensibilité n'est limitée que par le bruit du tube d'entrée. Dans les premiers étages, les tubes sont chauffés en courant continu, la haute tension est soigneusement filtrée et chaque tube est fixé au chassis par l'intermédiaire de supports élastiques ;

b) le banc de mesure des *coefficients de température* dont la partie principale est une enceinte de 27 dm^3 parcourue par une circulation simultanée d'air chaud et d'air froid à débits réglables. La température qui y règne peut être réglée à telle valeur comprise entre – 60° et + 100 °C ; la pièce en essai est reliée par conducteur coaxial soit à un pont de mesure de capacité incorporé à l'appareil soit à un appareil extérieur.

B. — ESSAIS D'ENDURANCE.

Les *essais de durée en fonctionnement* s'effectuent en général à haute température ; ils ne nécessitent pas d'appareillage spécial en dehors des étuves où sont placées les pièces en essai et qui sont agencées

de façon qu'on puisse y faire pénétrer les sources de tensions prescrites.

Ces essais doivent s'effectuer en atmosphère calme. On se rapproche ainsi des conditions réelles de fonctionnement lorsque la pièce est placée à l'intérieur d'un appareil à une température ambiante élevée.

Une difficulté se présente lorsque les pièces en essai dissipent une énergie non négligeable susceptible d'élever considérablement la température ambiante. Il est de plus à craindre qu'il soit impossible, même en mettant hors circuit les éléments chauffants de l'étuve, de maintenir la température ambiante prescrite. L'évacuation des calories excédentaires ne peut, en outre, être obtenue par brassage d'air et ouverture de vannes puisque l'essai doit être exécuté en atmosphère calme.

Une étuve spéciale a été réalisée qui permet de satisfaire à ces besoins. Elle est constituée par une première enceinte non calorifugée, où sont disposées les pièces en essai et les éléments chauffants, située à l'intérieur d'une seconde enceinte. L'évacuation des calories s'effectue par une circulation d'air, entre les deux parois séparant les enceintes, dont on règle le débit suivant la température de l'air ambiant du laboratoire et la puissance dissipée par les pièces en essai. Cette enceinte est surtout utilisée pour les essais de résistances bobinées de forte puissance.

Les *essais d'endurance de pièces à éléments mobiles* consistent à faire subir à la pièce un certain nombre d'opérations, rotations, ouvertures et fermetures de circuits, etc..., dans des conditions de température fixées, avec ou sans application de tension. Elles se réalisent sur les équipements spéciaux qui peuvent être éventuellement placés dans des enceintes. Nous avons réalisé de la sorte des équipements pour les essais d'interrupteurs « tumbler » ou à boutons poussoirs, de commutateurs rotatifs, de potentiomètres et de condensateurs variables à air.

C. — Essais climatiques et de robustesse mécanique.

Le contrôle de la résistance des pièces aux conditions climatiques et mécaniques subies lors de la construction des équipements, de leur transport, de leur stockage et de leur fonctionnement, s'effectue au moyen d'essais spécifiques de chacune des épreuves prévues. L'étude et la définition de ces essais a donné lieu à des travaux importants qui ont abouti à la publication récente d'une spécification CCTU relative aux essais généraux climatiques et mécaniques. Parallèlement le L.C.I.E. a adapté et complété ses installations de façon à pouvoir satisfaire à ces essais dès leur adoption. Ce matériel permet en outre de répondre à de nombreuses prescriptions des spécifications américaines MIL et anglaises RCS.

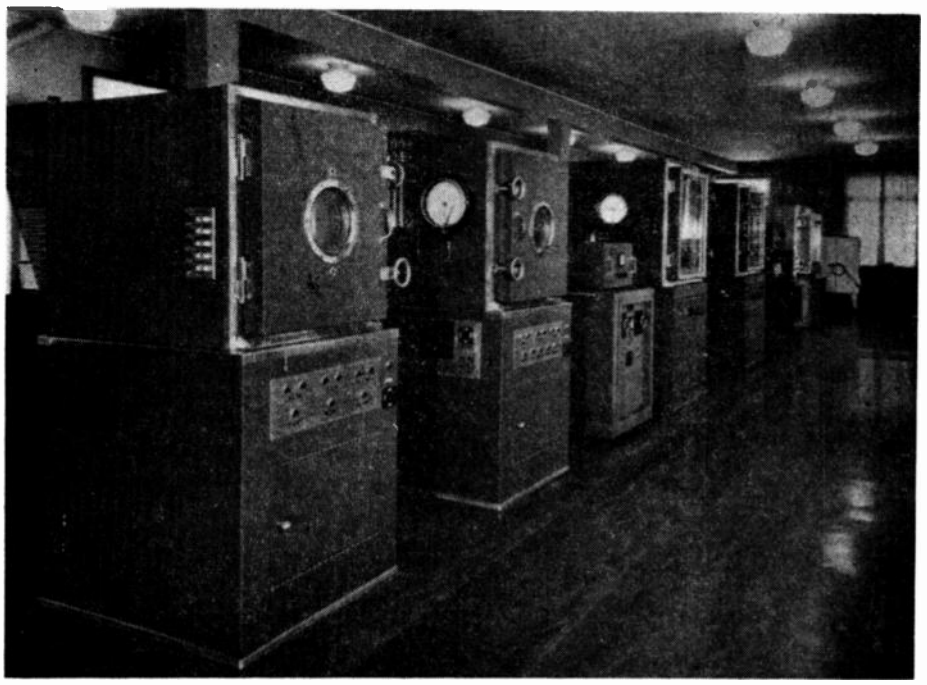


Fig. 2. — Vue générale de la salle des enceintes climatiques. (Photo Jean Albert)

1. — *Essais de froid, de chaleur et d'humidité.*

Ces essais ont pour but de vérifier la tenue des pièces sous différentes conditions de température et d'humidité ; ils sont exécutés à l'aide d'enceintes calorifugées et à air brassé où la température et l'humidité sont réglées aux valeurs prescrites. L'essai peut consister soit à maintenir, pendant le temps fixé, la pièce dans les mêmes conditions d'ambiance, soit à faire varier suivant un programme établi, la température et l'humidité. C'est le cas, notamment, de l'essai de variations rapides de température et de certains essais d'humidité au cours desquels de faibles variations de température provoquent des condensations et des évaporations sur les pièces.

On pourrait penser utiliser des enceintes universelles pemettant de réaliser tel programme prescrit quels que soient les conditions extrêmes et les gradients de variation exigés. Cette solution est onéreuse et peu pratique ; il est préférable dans un laboratoire de contrôle industriel, où de nombreux lots de pièces sont simultanément en essai, de spécialiser chaque enceinte à un type d'essai déterminé.

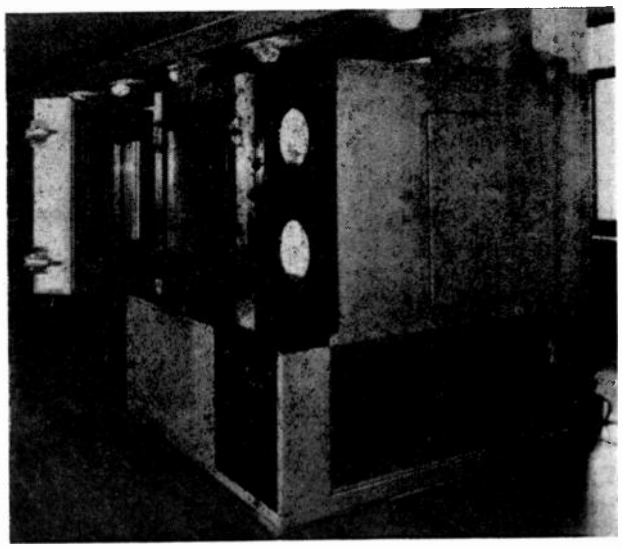


FIG. 3. — Enceinte tous climats. (Photo Jean Albert)

Température réglable de – 80°C à + 100°C.
Humidité réglable de 20 % à 100 %.
Pression réglable jusqu'à 50 mm de Hg.

C'est ainsi qu'on utilise au L.C.I.E. des enceintes froides, des enceintes chaudes et des enceintes hygroscopiques ayant chacune une application principale bien définie.

Toutes ces enceintes d'un volume utile compris entre 0,2 et 0,5 m³ ont été aménagées de façon qu'on puisse effectuer des mesures électriques sur les pièces à l'ambiance désirée en utilisant des bornes aménagées sur leur parois ou des trous de passage à travers lesquels des fils de connexion ou des câbles coaxiaux peuvent être placés.

Les *enceintes froides* peuvent atteindre suivant les cas des températures extrêmes de – 25°C, – 60°C et – 80°C et y être maintenues avec une précision de ± 2°C. Pour ces enceintes le réglage de la température s'effectue manuellement par thermomètre à contact et il n'est pas possible d'y réaliser des cycles automatiques de variation de température.

La plus importante d'entre elles est aussi une enceinte tous climats et peut être utilisée lorsque l'on désire une ambiance comprise dans les limites suivantes : température entre – 80°C et + 100°C, humidité relative entre 20 % et 100 %, basse pression jusqu'à 50 mm de Hg. Il est possible d'y réaliser, dans un sens comme dans l'autre, une variation de température avec un gradient d'au moins 2°C par minute.

Les *enceintes chaudes* permettent de satisfaire aux conditions de sévérité requises avec une précision de ± 1°C jusqu'à + 100°C.

Les *enceintes hygroscopiques* ont été spécialisées pour satisfaire aux divers essais de chaleur humide prévus. Elles sont conçues de façon à obtenir une bonne régulation de température et d'humidité et à être facilement programmées.

La régulation s'obtient à l'aide de deux thermomètres à contact et à mercure. Un thermomètre à bulbe sec, réglé à la température désirée, commande l'élément chauffant. Un thermomètre à bulbe humide, réglé à une température légèrement inférieure suivant le degré hygrométrique désiré, commande un humidificateur. Ce dernier envoie dès qu'il est actionné de la vapeur d'eau à l'intérieur de l'enceinte. Cet apport d'humidité s'effectuant sans constante de temps n'élève pas d'une façon appréciable la température de l'enceinte et il est possible ainsi d'obtenir une atmosphère saturante pour des températures relativement basses.

Lorsqu'un fonctionnement cyclique entre deux régimes est prévu, un deuxième jeu de thermomètres est nécessaire. Le passage d'un système de commande à un autre s'effectue à l'aide de chrono-relais. De plus lorsque la température doit baisser deux vannes électromagnétiques sont ouvertes provoquant simultanément par convection la sortie de l'air contenu dans l'enceinte et l'entrée d'air frais. La fermeture de ces vannes est ensuite commandée par un thermomètre supplémentaire réglé à une température légèrement supérieure à celle du palier bas et la régulation devient possible.

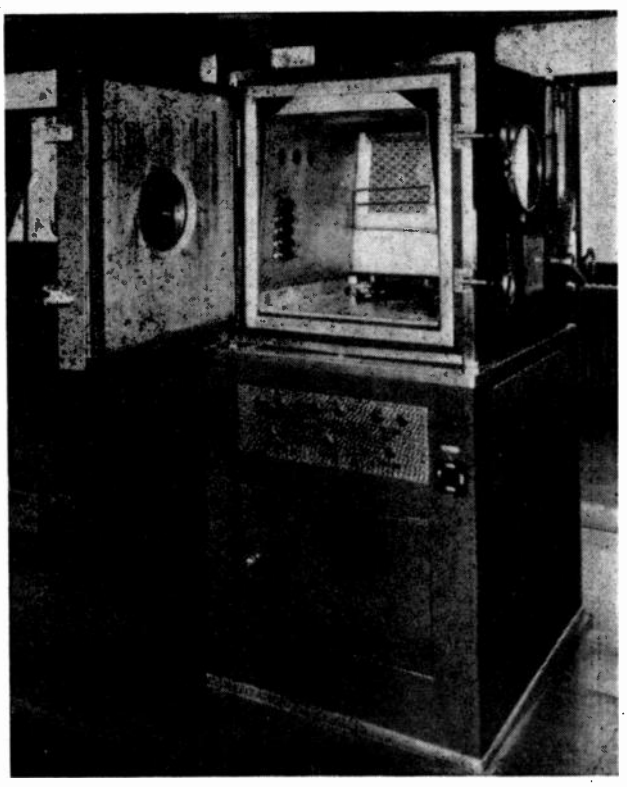


FIG. 4. — Enceinte hygroscopique utilisée pour l'essai accéléré de chaleur humide. (Photo Jean Albert).

L'*essai de chaleur humide de longue durée* est réalisé dans une enceinte de ce type (5 thermomètres dont l'un de descente et deux chrono-relais). On réalise ainsi un cycle journalier comprenant un palier de 12 heures à 35°C avec une humidité relative supérieure à 95 % et un palier de 6 à 8 heures à 25°C. Les pièces subissent suivant leurs catégories 7, 28 ou 84 cycles ainsi définis.

met en service l'humidificateur et la température s'élève par l'apport continu de vapeur d'eau.

L'*essai cyclique combiné* est constitué par 10 cycles climatiques et mécaniques quotidiens dont une grande part est réservée au séjour en atmosphère humide puisqu'au cours de 5 de ces cycles seulement la pièce doit séjourner pendant 3 heures à – 10°C et subir 15 minutes de vibrations. Là aussi nous

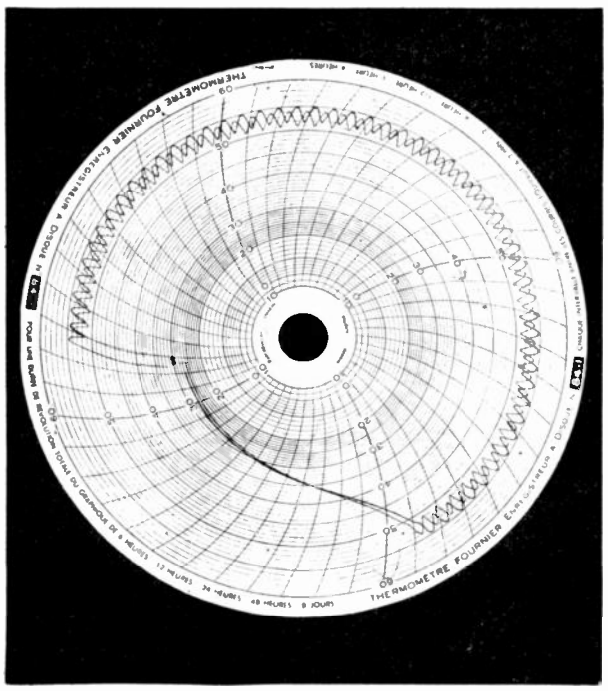


FIG. 5. — Diagramme d'enregistrement des indications des thermomètres sec et humide au cours d'un cycle de l'essai accéléré de chaleur humide. (Photo Jean Albert).

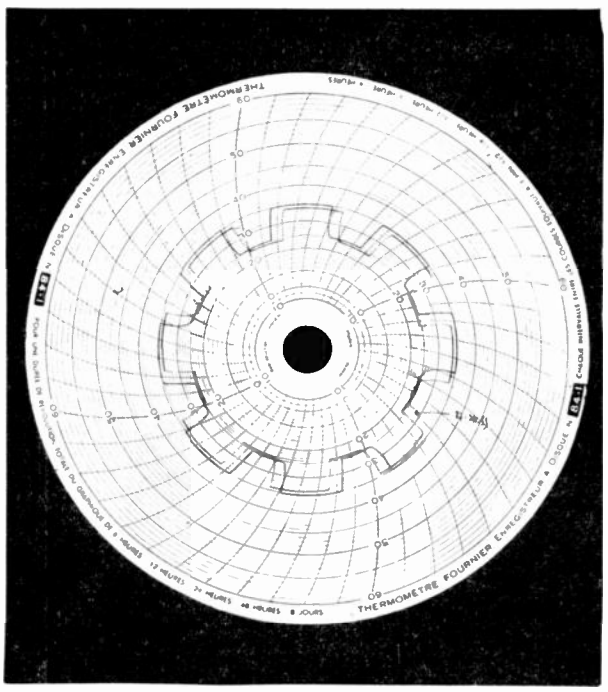


FIG. 6. — Diagramme d'enregistrement des indications des thermomètres sec et humide au cours de 8 cycles de l'essai de chaleur humide longue durée. (Photo Jean Albert).

La difficulté principale rencontrée pour réaliser ce cycle est que la température de 25°C est souvent, au cours de la saison chaude, voisine ou inférieure à la température ambiante du Laboratoire. On fait alors au moment de la descente pénétrer dans l'enceinte de l'air frais à la température de 5 à 10°C, produit par une enceinte auxiliaire, alors que normalement l'entrée d'air ambiant suffisait pour produire l'abaissement de température imposé.

L'*essai accéléré de chaleur humide* réalisé dans une autre enceinte exige que pendant 16 heures la température soit comprise entre 53°C et 57°C, avec 4 à 8 variations de température par heure, chaque variation comprenant une montée et une descente d'au moins 2°C chacune, l'humidité relative restant comprise entre 95 % et 100 %. Après quoi, l'enceinte refroidit naturellement pendant huit heures, l'air continuant à être brassé. Les pièces suivant leur catégorie subissent, 1, 2 ou 6 cycles ainsi définis.

Pour obtenir la variation cyclique de 2°C au rythme imposé, on utilise deux thermomètres humides de commande décalés de 2°C. Le thermomètre haut coupe l'humidificateur, ouvre les vannes et la température baisse, le thermomètre bas ferme les vannes,

avons pensé utiliser une enceinte hygroscopique et une enceinte froide plutôt qu'une enceinte pouvant réaliser successivement le chaud et le froid. Dans ce dernier cas, le fonctionnement deviendrait beaucoup moins souple ; la capacité de réalisation de l'essai serait réduite, toutes les pièces devant subir simultanément le même programme.

L'enceinte hygroscopique utilisée contient 5 thermomètres dont l'un de descente et 4 chrono-relais de façon à réaliser au cours des 24 heures le programme imposé.

a) montée en température jusqu'à 65°C et maintien à cette température 3 heures avec une humidité relative de 90 à 95 %, d'une durée totale de 5 heures environ ;

b) descente en température jusqu'à 25°C avec au bas une régulation d'humidité à 95 % de courte durée (15 à 30 minutes), l'ensemble étant obtenu en 2 heures 30 environ ;

c) montée en température à 65°C identique à la première, donc utilisant le même jeu de thermomètres de commande ;

d) descente à 25°C puis régulation de l'humidité à 95 % jusqu'à la fin des 24 heures (mêmes thermomètres qu'au stade *b*). C'est au cours de ce palier d'environ 8 heures, se produisant pendant les heures de travail, que les pièces sont sorties pour être soumises au froid et aux vibrations.

L'*essai de chaleur humide* réservé aux contrôles de production qui est plus simple puisque la température est maintenue à une valeur constante (40°C ou 70°C) peut être réalisé dans une autre enceinte qui permet d'obtenir toute température comprise entre l'ambiance et + 100°C et une humidité relative jusqu'à 100 % sans possibilité de programme cyclique.

2. — *Autres essais climatiques.*

Brouillard salin. — L'essai de corrosion au brouillard salin s'effectue dans une chambre conforme aux prescriptions du projet de norme française *PNX* 41.002 qui a été adopté dans la nouvelle spécification *CCTU*. Les pièces sont placées dans cette chambre dans laquelle on vaporise une solution d'eau salée de concentration donnée et dont la température est réglée à 35°C. Elles y sont maintenues entre 48 et 500 heures suivant leur catégorie puis lavées et séchées avant d'être observées et mesurées.

Moisissures. — Cet essai est encore à l'étude dans le cadre de la nouvelle spécification *CCTU* mais le *L.C.I.E.* possède les installations permettant d'effectuer l'essai de moisissures prescrit par la spécification *CCTU* 407 qui reste jusqu'à nouvel ordre en vigueur.

3. — *Essais mécaniques.*

Robustesse des sorties. - Ces essais ont pour but d'éprouver la résistance de la pièce aux efforts qui peuvent lui être appliqués en cours de manipulation et de montage (traction, flexion, torsion, pliage, couple) ; ils ne nécessitent pas d'appareillages importants mais sont appliqués systématiquement à toutes les pièces.

Chocs. — Ces essais ont pour but de vérifier l'aptitude de la pièce à supporter des variations importantes d'accélération qui peuvent se produire à la suite de chocs, au cours du transport du matériel ou en fonctionnement, sur certains équipements (matériel de bord des navires de guerre, chars de combats, engins spéciaux, etc...) On fait subir aux pièces une série de décélérations impulsionnelles de forme et d'amplitude déterminées, appliquées dans des directions et des sens fixés.

Deux types d'appareils sont utilisés :

— *l'appareil à guillotine* limité aux charges inférieures à 2 kg ;

la table à secousses pour les pièces plus lourdes.

Alors que le premier appareil a des caractéristiques bien définies et reproductibles, le second est assez mal défini. De nombreux travaux sont actuellement en cours tant en France qu'à l'Etranger qui devraient aboutir à la normalisation d'une table à secousses (ou à chocs répétés) qui puisse donner satisfaction. A vrai dire, les tables à secousses actuellement en service ont été conçues pour les essais de matériel ; il est moins important de connaître leurs caractéristiques simulant les contraintes subies pendant les transports que dans le cas qui nous occupe où l'on s'attache à caractériser les pièces par des essais bien définis et reproductibles.

La vérification des formes d'impulsions d'accélération et l'étalonnage des machines à chocs s'effectuent à l'aide d'*accéléromètres* piézoélectriques. L'organe essentiel de ces appareils est un cristal de titanate de baryum qui produit une tension électrique proportionnelle aux accélérations auxquels il est soumis. Cette tension est ensuite amplifiée, filtrée, observée à l'oscillographe ou enregistrée sur film.

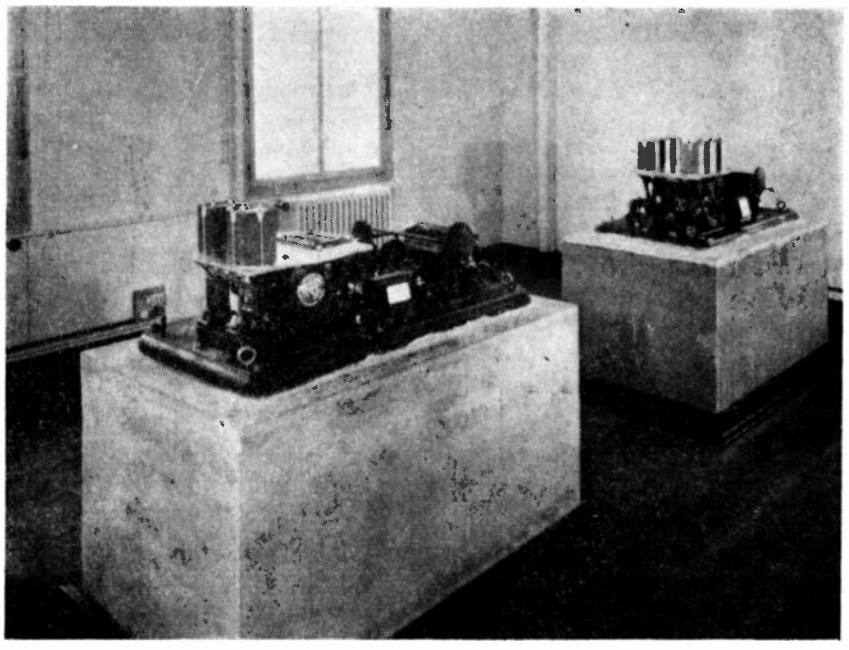


FIG. 7. — Tables vibrantes électromécaniques (Photo Jean Albert).

Vibrations. — Ces essais ont pour but de vérifier la bonne tenue interne des pièces ou celle de leurs dispositifs de fixation lorsqu'elles sont soumises à des mouvements vibratoires. On peut chercher s'il existe des fréquences de résonance dans une gamme déterminée et vérifier si la pièce n'est pas détruite par une vibration prolongée à ces fréquences, ou simplement soumettre systématiquement la pièce à des vibrations déterminées pendant un temps assez long pour la fatiguer et apprécier sa robustesse.

Les tables vibrantes utilisées normalement pour cet essai sont à fonctionnement mécanique. Elles peuvent supporter des charges de 20 kg environ ; la fréquence de vibration peut être réglée entre 10 et 55 Hz ; l'amplitude des vibrations ajustable jusqu'à 1,5 mm (soit 3 mm crête à crête) est indépendante de la fréquence. L'utilisation normale est une amplitude de 0,75 mm, qui correspond à 55 Hz à une accélération maximum de 9 g. Pour l'essai de fatigue la fréquence varie automatiquement de 10 Hz à 55 Hz puis de 55 Hz à 10 Hz, un cycle étant accompli en une minute.

De petites tables électromagnétiques sont également disponibles. Utilisées surtout pour les essais de tubes électroniques, elles peuvent être utiles dans le cas des pièces détachées pour étendre la gamme des recherches de fréquence de résonance au delà de 55 Hz. On peut dans ce cas opérer à accélération constante en utilisant des réseaux correcteurs *RC* appropriés. L'observation des résonances se fait par éclairage stroboscopique.

III. — Le Contrôle des tubes électroniques.

Les tubes électroniques sont destinés à être placés dans les mêmes équipements que les pièces détachées et les essais de contrôle, auxquels ils sont assujettis, justifient les mêmes soucis de résistance aux agents climatiques et mécaniques et à ce point de vue les équipements décrits plus haut restent, en partie, valables.

Par contre leur fonctionnement électrique est plus complexe, leur constitution mécanique et chimique les rend plus délicats et fragiles ; leurs caractéristiques électriques sont moins bien définies et moins stables que celles des pièces détachées. Aussi les essais électriques de contrôle sont-ils nombreux et variés ; en plus d'essais généraux applicables à plusieurs types de tubes, chaque type de tube doit satisfaire à des essais en fonctionnement réel qui leur sont propres. Etant donné la grande variété de tubes existants et à venir on conçoit que le matériel nécessaire à leur contrôle soit particulièrement important.

La section tubes électroniques du L.C.I.E. est de création récente ; son équipement avait été prévu, au départ, pour satisfaire aux essais généraux sur les tubes de réception normaux ou de sécurité définis par la spécification américaine *MIL E1 B*. Il n'était pas possible, alors, de prévoir la foule des appareils et montages nécessaires au contrôle de la totalité des tubes existants. Cet équipement supplémentaire ne pose pas de problèmes particuliers ; il se réalise actuellement au fur et à mesure des besoins et c'est d'ailleurs le propre d'un Laboratoire d'essais de tubes que d'être en perpétuelle évolution.

Nous ne parlerons donc ici que des essais à caractère général.

Essais électriques généraux.

Les essais électriques que l'on exécute sur la plupart des tubes concernent :

— la mesure des *courants d'électrodes*, courants filament, grille, écran, plaque, courant de fuite filament cathode, etc... ;

— la mesure des *paramètres caractéristiques*, résistance interne, coefficient d'amplification, pente qui s'effectue à 1 000 Hz à l'aide d'une méthode de zéro et celle de la pente de conversion des tubes mélangeurs que l'on déduit d'une mesure de gain de conversion ;

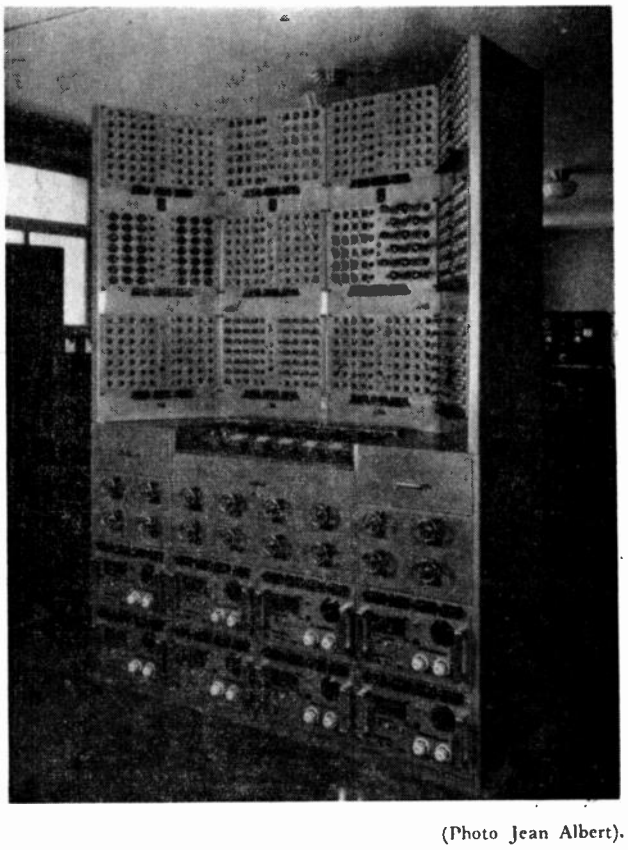
— les mesures d'*isolement* entre électrodes, de *puissance* de sortie, de *bruit* et de *microphonie* ;

— les mesures de *capacités interélectrodes*.

Toutes ces mesures s'exécutent sur des bancs spécialisés installés à postes fixes dans un même laboratoire.

Essais de durée.

La durée de vie probable des tubes électroniques est un élément fondamental conditionnant leur utilisation. Plus que les pièces détachées, leurs



(Photo Jean Albert).

Fig. 8. — Banc d'essai de durée des tubes électroniques.

caractéristiques varient en cours de fonctionnement et il est important que leurs utilisateurs soient renseignés sur ce point particulièrement important.

Ces essais s'exécutent sur un banc d'essai de durée où les tubes sont placés et alimentés suivant les conditions prescrites. Le banc utilisé au *L.C.I.E.* peut contenir 500 à 600 tubes répartis sur 12 panneaux alimentés par 8 caissons fournissant les tensions nécessaires. On peut opérer en fonctionnement continu ou intermittant (dans le cas des tubes de sécurité) et il est possible à chaque instant de mesurer le courant anodique et le courant cathodique de chaque tube en essai pour vérifier l'évolution de ses caractéristiques. En fait à des intervalles réguliers les tubes sont enlevés du banc et leurs principales caractéristiques sont mesurées. Ces diverses mesures permettent de déterminer la durée de vie probable du tube.

Il convient de citer deux autres bancs d'essais de durée :

— l'un est utilisé pour les valves redresseuses et peut contenir 40 tubes ;

— l'autre est utilisé pour l'essai cyclique des filaments dans lequel la tension de chauffage de chaque tube est tour à tour appliquée ou mise hors circuit au rythme d'une opération par minute pendant 2 000 cycles.

ESSAIS DE VIBRATIONS.

Deux types d'essais en vibrations sont appliqués aux tubes ; ils s'exécutent en général sur de petites machines électromagnétiques mieux adaptées pour ce genre d'essai que les tables à fonctionnement mécanique.

Essai de courte durée.

Il permet de vérifier qu'il ne se produit pas de déplacements d'électrodes préjudiciables au fonctionnement du tube lorsque ce dernier est soumis à des vibrations.

Le tube placé dans différentes positions sur la machine vibrante est normalement alimenté et chargé et l'on mesure la tension alternative apparaissant sur sa plaque qui doit être inférieure à la limite imposée.

Simultanément on peut effectuer par cette méthode une recherche de fréquences de résonance.

Essai de fatigue.

On soumet le tube à des vibrations à fréquence fixe (25 Hz en général) pendant 24 heures dans chacune des trois positions privilégiées. Après quoi certaines de ses caractéristiques sont mesurées

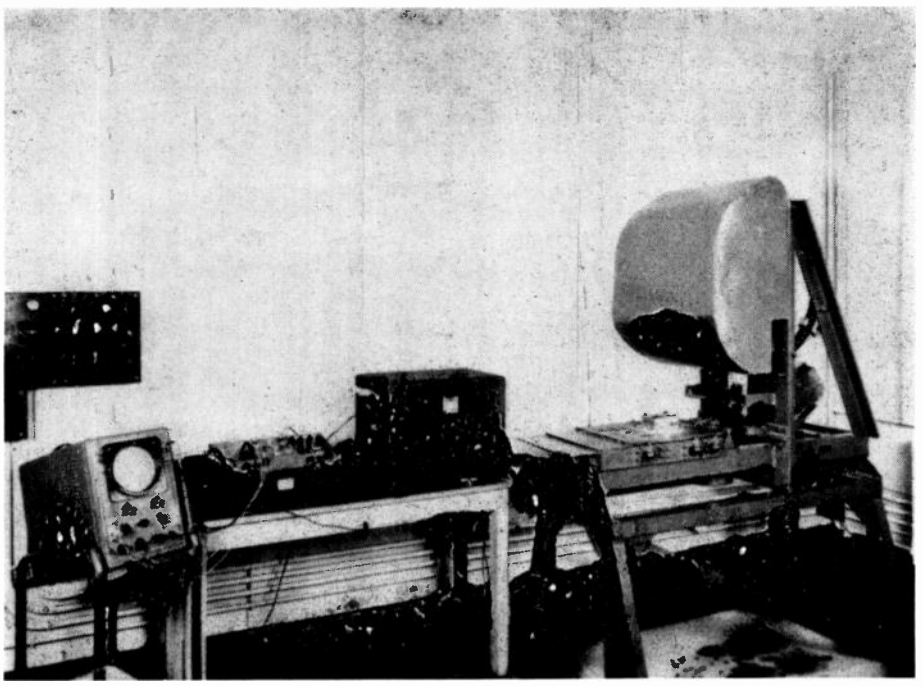


FIG. 9. — Machine à choc Taft-Pierce munie des équipements auxiliaires : accéléromètre et appareil détecteur de courts circuits. (Photo Jean Albert).

ESSAIS DE CHOCS.

Les tubes sont particulièrement sensibles aux chocs non comme on pourrait le croire par crainte de fêlure de l'ampoule de verre mais surtout en raison des courts circuits permanents ou fortuits qui peuvent se produire entre les électrodes au moment de l'application d'une forte accélération.

L'essai de choc intéresse particulièrement les tubes de sécurité et une machine à chocs normalisée a été mise au point aux U.S.A. pour cet usage. Un

exemplaire de cette machine « Taft-Pierce » a été acquis par le *L.C.I.E.*

Le choc est produit par un mouton de 10 kg à mouvement pendulaire venant frapper une table. horizontale sur laquelle sont fixés les tubes en essai L'opération est automatique ; le pendule s'élève d'un angle repéré correspondant à l'accélération désirée, est libéré, et vient frapper la table horizontalement. Le mouvement de cette table est amorti par freins hydrauliques. Les chocs se répètent à une cadence qui peut être réglée.

Les formes d'accélérations obtenues sont relativement complexes (pointe positive suivie d'une pointe négative et d'oscillations de moindre amplitude) mais sont reproductibles et caractéristiques de l'angle de chute du mouton. L'amplitude de la première impulsion peut être ajustée entre 100 et 1 500 g.

Les tubes sont fixés sur un support spécial qui les maintient par le culot et par la tête de façon que le choc agisse sur le tube sans qu'un effort de cisaillement ne soit transmis aux broches de sortie des électrodes.

L'essai s'effectue soit sur des tubes non alimentés et l'on détecte à l'aide d'un appareil spécial à thyratrons les courts circuits entre électrodes ou les coupures de circuits (filaments, sorties multiples) soit sur des tubes alimentés normalement, les courts circuits produisant alors l'apparition de courants que l'on observe sur des lampes témoins.

IV. — **Conclusion.**

Nous espérons que ce bref exposé aura montré l'intérêt porté par l'industrie électronique française au contrôle des pièces détachées et des tubes électroniques en dotant le Laboratoire Central des Industries Electriques d'installations d'essais modernes et particulièrement adaptées aux problèmes posés. Les fabricants de pièces détachées et les constructeurs d'équipements ont ainsi à leur disposition un organisme leur permettant de s'assurer de la qualité et de la conformité des pièces qu'ils fabriquent ou utilisent. Les Administrations, de leur côté, trouvent en lui l'instrument qui pourra avec le maximum de garantie et d'impartialité effectuer les essais d'homologation et de contrôle dont l'importance ne leur échappe pas.

Il va sans dire que pour que ces efforts ne soient pas vains et portent leurs fruits, l'immobilisme est à proscrire. Le *L.C.I.E.* doit travailler pour satisfaire avec le maximum d'efficacité aux besoins existants et aller de l'avant en développant ses installations de façon à devancer les nouveaux besoins dès que ceux-ci se seront manifestés.

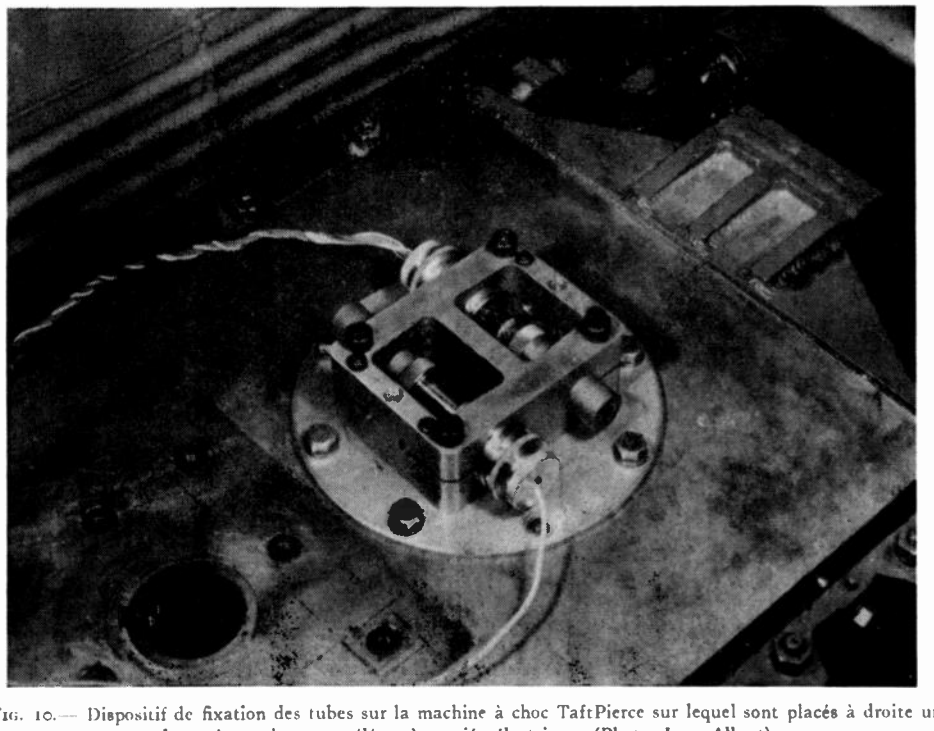


Fig. 10. — Dispositif de fixation des tubes sur la machine à choc TaftPierce sur lequel sont placés à droite un tube et à gauche un accéléromètre piézoélectrique. (Photo Jean Albert).

LE CONTROLE DES FACTEURS VARIABLES PENDANT LA FABRICATION

PAR

J. de LIGNY et A. H. SCHAAFSMA
(Philips-Eindhoven)

Lorsqu'une propriété qualitative d'un produit est caractérisée par une valeur obtenue par une mesure, on parle d'un facteur variable. En conséquence, le contrôle de telles propriétés est un contrôle de facteurs variables. Lorsque ce contrôle doit être effectué à l'aide de sondages — c'est la méthode pratiquement toujours appliquée dans le contrôle pendant la fabrication — il se pose immédiatement les mêmes questions concernant la fréquence des contrôles, etc., auxquelles le contrôle attributif doit fournir les réponses. Aussi renvoyons-nous aux paragraphes 2 et 3 et aux figures 1 et 2 de cet article (1). Il y a toutefois une différence. Le contrôle des facteurs variables comporte le plus souvent un nombre de sondages sensiblement inférieur à celui du contrôle attributif. Habituellement, on se contente de 4 à 10 sondages. L'explication de cette différence est très simple. En effet, la mesure d'un produit fournit la valeur exacte, alors qu'un contrôle attributif établit seulement si le produit reste ou non dans les limites des tolérances imposées. Cette dernière méthode donne donc une information moins complète sur chaque pièce isolée que la première, de sorte que pour obtenir un niveau d'information déterminé, il faut contrôler un plus grand nombre de pièces. Il s'ensuit que les données obtenues par des sondages au cours d'un contrôle des facteurs variables sont, par la force des choses, comptabilisées d'une autre façon que celles résultant d'un contrôle attributif.

Avant d'exposer la méthode, il est nécessaire d'étudier la notion de répartition, ainsi que deux lois de la statistique, d'où résulte en fin de compte une fiche de contrôle simple (la fiche « x et R »).

4.1. Les notions de « répartition » et de « répartition naturelle ».

Le processus de fabrication en série ne produit pas des articles parfaitement identiques. Il y aura toujours des écarts, parfois minimes. On s'en fait une idée nette en mesurant un assez grand nombre de produits, et en exprimant les résultats de mesure dans une « répartition des fréquences ». Elle consiste en la représentation graphique de la fréquence à laquelle se présentent les diverses valeurs constatées (x). Les figures 3 *a* et 3 *b* montrent deux de ces répartitions. Elles permettent par exemple de conclure que sur les 109 lampes à incandescence contrôlées, il a été constaté 19 fois une durée de vie de 1 000 heures. Les exemples montrent encore que les valeurs x sont arrondies. Les règles appliquées pour cette approximation ont été exposées en détail dans la feuille de norme provisoire HCNN n° V1047. Nous nous permettrons donc de ne pas y revenir ici.

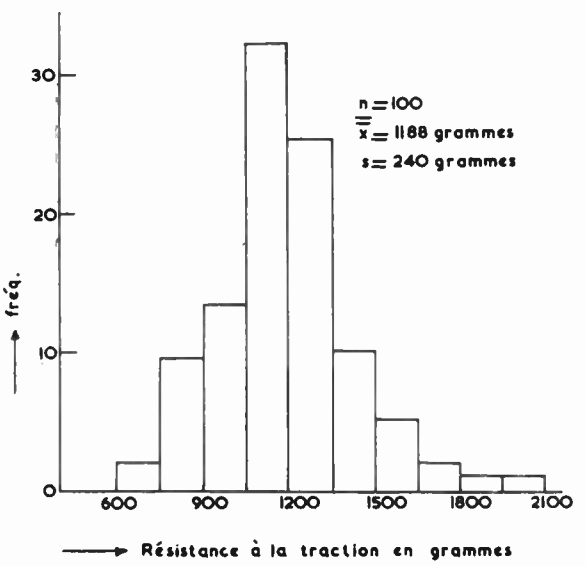


FIG. 3 *a*. — Distribution de fréquence de la résistance à la traction de fibres de lin n° 25. Cette figure est extraite de : Schéma rationnel de la filature de fibres ligneuses sur continus à ailettes. L. Goossens « Le monde textile », Nov. 1950.

(1) Voir Onde Electrique, n° 341, août-septembre 1955 et n° 345, décembre 1955.

Le trait le plus frappant des deux répartitions de fréquences est bien la ressemblance de leurs aspects, car elles sont toutes deux plus ou moins en forme de cloche. Voir aussi la fig. 3b qui fait

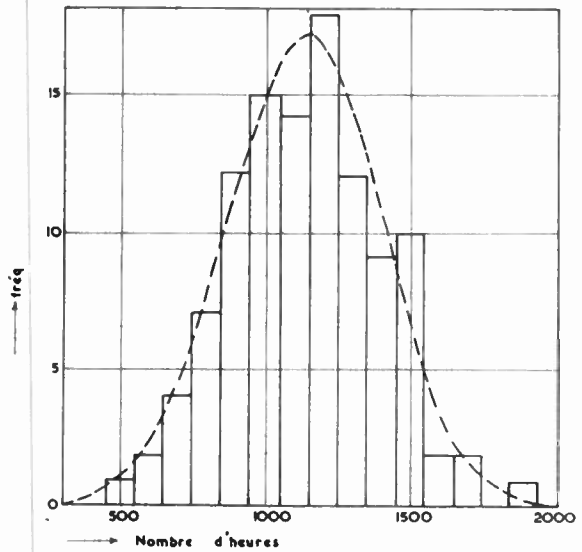


FIG. 3 *b*. — Distribution en fréquence de la longévité de 109 lampes à incandexence.

ressortir la forme de cloche. Or, ce fait n'est pas dû au hasard, comme on le voit par la fig. 4, qui montre deux autres répartitions se rapportant à des grandeurs d'une tout autre sorte que celles de la fig. 3. La présence d'une dimension déterminée est donc attribuable à une sorte de loi. Par ailleurs, cela est explicable. Ainsi, le diamètre d'un petit axe ne dépend pas du seul réglage de l'outil, mais aussi de toutes sortes de facteurs non-influençables, tels que l'oscillation de la poupée fixe, l'inflexion du matériau, la dureté locale du matériau, les erreurs de mesure, etc.

Tous ces facteurs peuvent exercer une influence tantôt agrandissante, tantôt rapetissante. Un écart sensible de la tolérance déterminée par le réglage de l'outil se produit lorsque la plupart des facteurs concourent par hasard à amener par exemple un agrandissement. Ce cas se présentera toutefois assez rarement. En effet, il est plutôt normal que la moitié environ des facteurs exercent une influence agrandissante et l'autre moitié une influence rapetissante, de sorte que le diamètre qui en résulte diffère peu de celui qui correspond au réglage de l'outil. Le fait que la fréquence diminue avec la distance de la valeur « moyenne » est donc facilement explicable. La formation de la cloche toutefois s'explique moins aisément ; à cet effet, il faut faire appel aux mathématiques.

De ce qui précède, il s'ensuit qu'un processus déterminé présentera une répartition pratiquement fixe quand on travaille dans des conditions « standard ». En ce cas — pour le même exemple — les oscillations de la poupée fixe, les erreurs de mesure, etc., seront en effet constants, et comme ce sont ces facteurs qui déterminent la répartition, celle-ci sera également constante et pour ainsi dire inhérente à la fabrication. Aussi pouvons-nous parler de la « répartition naturelle » d'une méthode de fabrication. Définissons cette notion d'un peu plus près.

Une répartition dite normale (voir fig. 5) permet d'obtenir une bonne approximation des répartitions de fréquences données par les fig. 3 et 4. Cette répartition est déterminée par la moyenne (μ) qui correspond à la crête, comme on le comprend aussitôt, et par l'écart standard σ (1), soit la distance séparant la moyenne du point d'inflexion de la courbe (voir fig. 5).

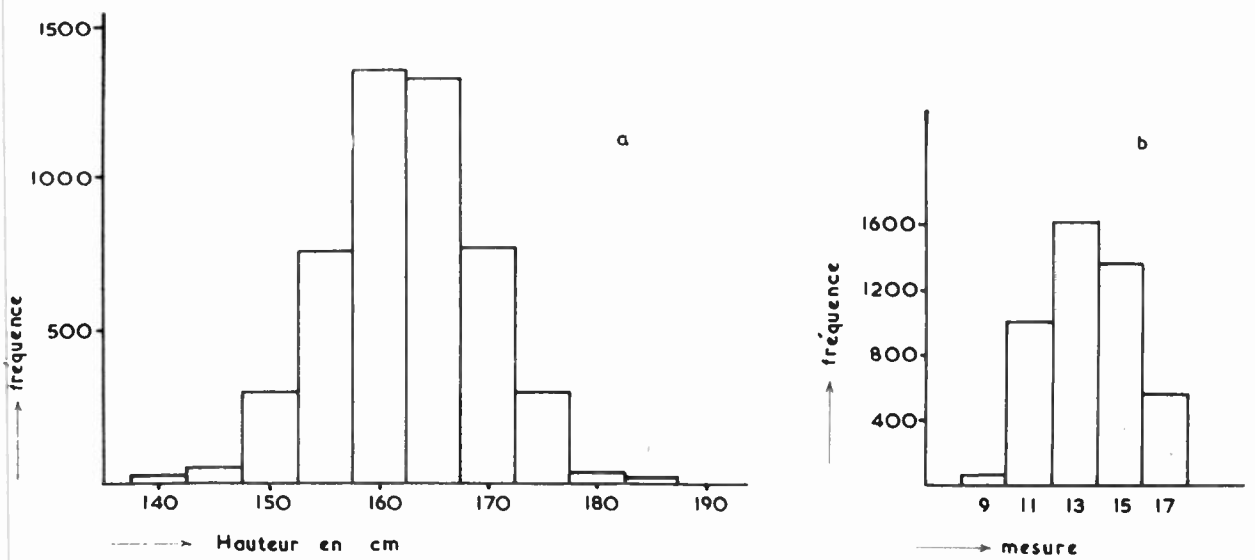


FIG. 4. — Distributions de fréquence :
a) de la hauteur de 5001 femmes (extrait de « De juiste maat » — Freudenthal et Siltig).
b) la vente de costumes en plusieurs mesures (extrait de : Business Statistics — Brumbaugh et Kellogg).

(1) Pour la manière dont on peut calculer σ à partir d'une répartition de fréquences, voir notamment la feuille de norme V1047 de la HCNN déjà mentionnée plus haut.

On peut alors prouver pour une répartition normale que :

env. 68 % se situent entre $\mu + \sigma$ et $\mu - \sigma$
env. 95 % » » $\mu + 2\sigma$ et $\mu - 2\sigma$
env. 99,7 % » » $\mu + 3\sigma$ et $\mu - 3\sigma$

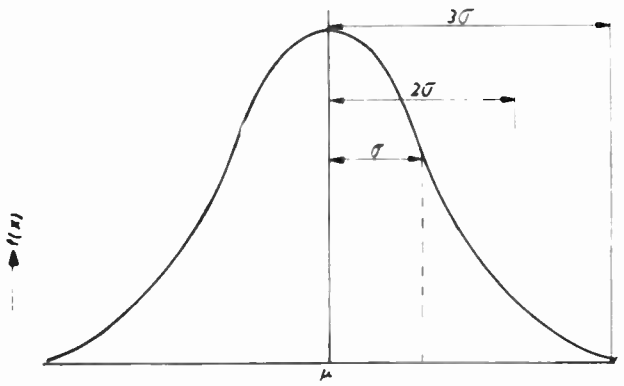


FIG. 5. — Distribution normale avec la moyenne arithmétique et la dispersion standard.

En d'autres termes : la presque totalité des observations se situent entre la moyenne plus 3 σ et la moyenne moins 3 σ. La différence entre ces deux valeurs (soit 6 σ) est appelée répartition naturelle ; elle est fixe pour un processus déterminé.

1.2. RÉPARTITION ET TOLÉRANCE.

De ce qui précède, on tire immédiatement quelques conclusions importantes :

a) Lorsque les tolérances imposées sont plus étroites que la répartition naturelle, il se produit immanquablement un déchet. En effet, la largeur de la répartition des fréquences est fixe, tout au moins lorsque les opérations s'effectuent dans des conditions pratiquement constantes.

b) Dans le contrôle pendant la fabrication, les limites des tolérances ne peuvent servir de point de départ. Ces limites indiquent ce qui est exigé et non pas ce qui est possible. Et c'est le possible qui doit servir de point de départ ; on l'a déjà constaté antérieurement (voir Sigma, page 1 nº 2). Par ailleurs, la répartition naturelle constitue un point de départ valable pour le contrôle pendant la fabrication, puisqu'elle est le critère de la précision du processus dans les conditions données.

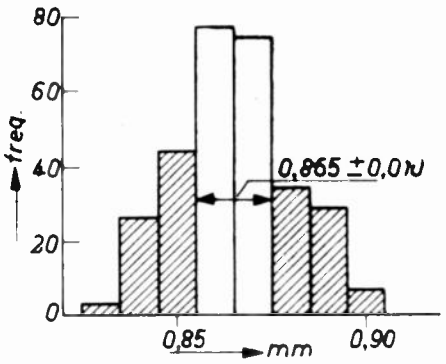


FIG. 6. — Lorsque la tolérance imposée 0,865 ± 0,010 est plus étroite que la répartition naturelle qui est égale à 6 σ et correspond à peu près à la largeur de la distribution de fréquence, il se produit immanquablement un déchet (le part dans la figure).

1.3. LES VÉRITABLES BASES DU CONTROLE.

Un processus de fabrication se déroule dans les conditions données d'une manière optimum sur le plan de la qualité lorsque la moyenne est constante et que la répartition est continuellement identique à la répartition naturelle. S'il en est ainsi, on constatera en effet des écarts minima entre les divers produits (voir fig. 7).

La moyenne doit alors se trouver évidemment sur un niveau convenable. Lorsque la tolérance $\leqslant$ la répartition naturelle, il sera préférable que la moyenne corresponde au milieu de la tolérance, parce que dans ce cas le déchet est minimum. La fig. 8 en donne une idée encore plus claire. La répartition A représente cette situation, alors que B montre une situation moins favorable. Les parties hachurées font ressortir que B comporte plus de déchet que A.

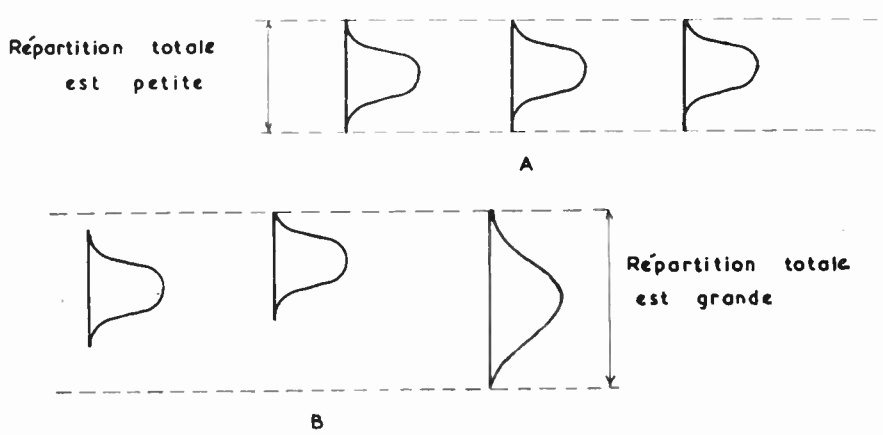


FIG. 7. — Un processus de fabrication se déroule d'une manière optimum lorsque μ et σ sont constants (cela se présente dans la fig. A ; cependant pas dans la fig. B).

Lorsque la tolérance est plus large que la répartition naturelle, le maintien du milieu de la tolé-

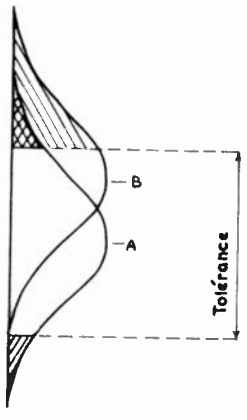


FIG. 8. — Lorsque la moyenne correspond au milieu de la tolérance, le déchet est minimum.
|||| déchet à B ; //// déchet à A, la situation le plus favorable.

1.3.1. *Le contrôle de la répartition.*

Bien qu'il tombe sous le sens de fonder le contrôle de la répartition sur l'écart standard trouvé au cours des sondages (portant sur 4 à 10 pièces), on se sert en l'occurence d'une méthode un peu différente et plus simple. En effet, on détermine la différence entre les valeurs extrêmes enregistrées lors du sondage (c'est l'écart entre les extrémités, désigné par la lettre R — du nom anglais de l'écart : range), et on constate à l'aide de cette donnée si la répartition s'est élargie le cas échéant. Pour savoir la manière dont nous pouvons faire cela, imaginons l'essai suivant. Des sondages répétés sont effectués sur un lot de produits dont la répartition naturelle est connue et le R est déterminé à partir des résultats de ces sondages. Ces valeurs R ne sont pas toutes identiques, car nous avons affaire à une grandeur variable. Nous pouvons porter les données trouvées sur un graphique ; voir fig. 10. Il en ressort que les

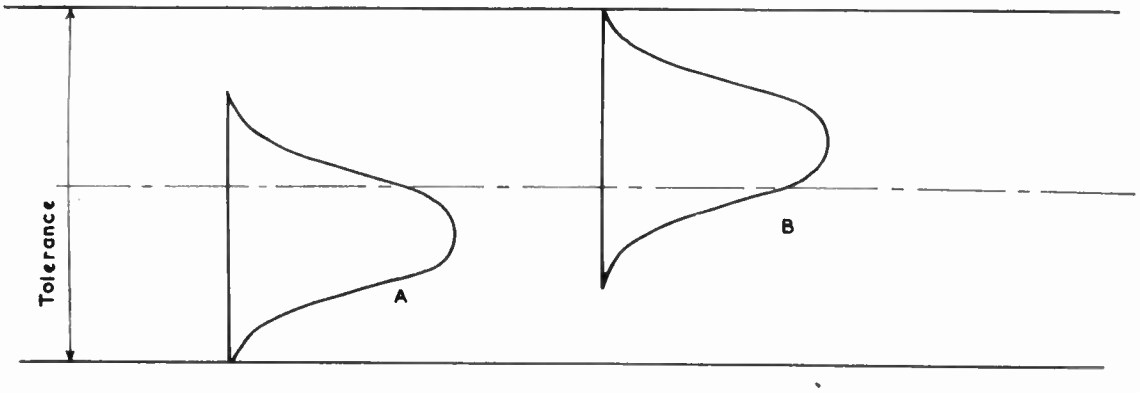


FIG. 9. — Lorsque la tolérance est plus large que la répartition naturelle, le maintien du milieu de la tolérance n'est pas absolument nécessaire. Dans les situations A et B, il ne se présente pas de déchet.

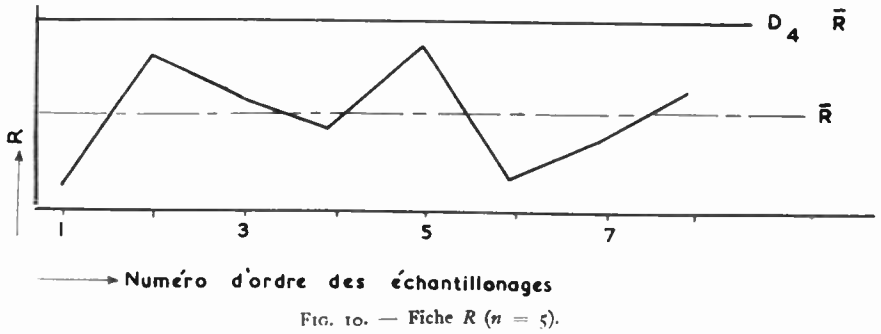


FIG. 10. — Fiche R ($n = 5$).

rance n'est pas absolument nécessaire (voir fig. 9). Néanmoins on fera le plus souvent bien en s'efforçant d'obtenir une moyenne constante (1). L'homogénéité des produits ainsi fabriqués facilitera le montage ou comportera d'autres avantages — p. ex. une augmentation de la réputation auprès des clients.

Bref : dans la fabrication, on s'efforcera le plus souvent de réaliser une moyenne et une répartition constantes. Le contrôle sera donc fondé sur μ et σ.

(1) Une moyenne constante n'est pas toujours réalisable, p. ex. quand l'usure de l'outillage se fait sentir. Il faut peu d'imagination pour modifier en conséquence le raisonnement indiqué ici.

valeurs R oscillent autour d'une moyenne ($\bar{R}$) et ne dépassent que rarement une valeur limite déterminée (R_{max}). Cela se comprend quand on se rend compte qu'il est improbable qu'un sondage relativement peu important comprenne et les produits les plus grands et les plus petits, qui sont rares tous les deux. Il est donc peu probable que ce cas se présente.

On peut alors déterminer par la méthode statistique que :

$$\text{la répartition naturelle} = 6\, d_n\, \bar{R}$$

$$\text{ou} \qquad \sigma = d_n\, \bar{R} \qquad (1)$$

Ce d_n est un facteur (1) dépendant de n (importance du sondage).

On a aussi : $R_{max} = D_4 \bar{R}$ (2)

D_4 est lui aussi un facteur dépendant de n.

Le fait que les facteurs précités dépendent de n découle à vrai dire plus ou moins de ce qui précède. En effet, la probabilité de trouver dans un sondage aussi bien une grande valeur qu'une petite croît avec n, de sorte que R_{max} augmente, mais $\bar{R}$ également. Voir aussi le tableau 2.

Voici le raisonnement suivi lors du contrôle :

Lorsqu'un processus de fabrication se déroule avec une répartition déterminée, il aura presque certainement été satisfait à la condition $R < D_4 \bar{R}$.

4.3.2. *Le contrôle de la moyenne.*

Lorsqu'on procède à des sondages sur un lot de produits et qu'on en porte les résultats de mesure en graphique, on obtient le résultat que montre la fig. 11. Les résultats de mesure d'un grand nombre de sondages produisent une répartition de fréquence qui reflète nettement la « physionomie » du lot. Chaque sondage pris isolément ne le fait que dans une faible mesure.

Pratiquement, toutes les valeurs individuelles se situent à l'intérieur d'une zone qu'on dénomme la répartition naturelle. Il va toutefois sans dire que la moyenne des sondages indiquée par $\bar{x}$ doit être considérée de plus près, puisque nous sommes en train d'étudier le contrôle de la moyenne. Ces valeurs moyennes sont encore représentées par un 0 à la fig. 11. On constate nettement qu'elles comportent une répartition moins large que les valeurs individuelles.

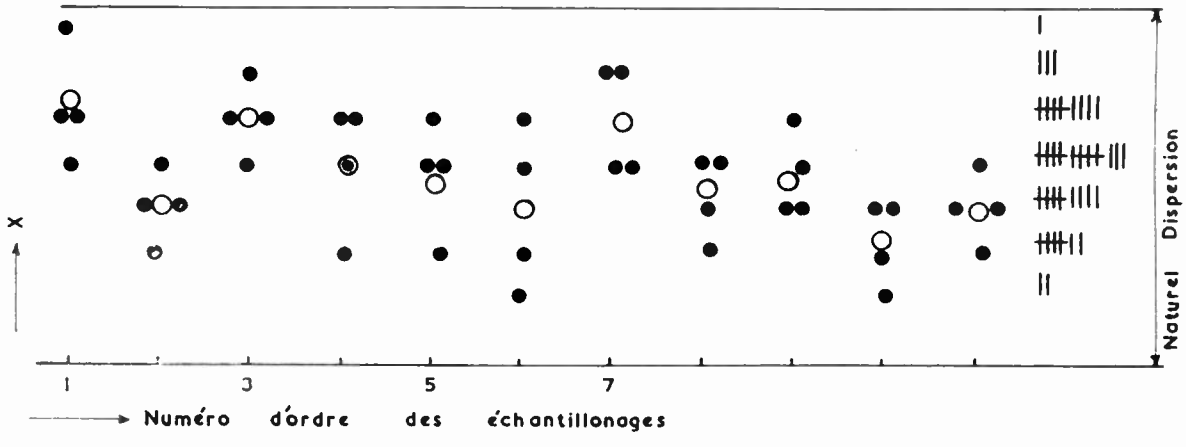


FIG. 11. — Des sondages répétés sur un lot de produits. La distribution de fréquence reflète nettement la « physionomie du lot ». Les valeurs moyennes (représentées par un O) comportent une répartition moins large que les valeurs individuelles (représentées par ●).

Lorsque cette condition n'est pas remplie, la répartition a augmenté. On peut y réagir par une mesure appropriée.

Dans la pratique on procède comme suit : on effectue un certain nombre de sondages, p. ex. 20, et on en détermine le $\bar{R}$. Lorsque toutes les valeurs R sont inférieures à $D_4 \bar{R}$, on admet que le processus de fabrication s'est déroulé avec une répartition constante.

Lorsque par ex. un seul point dépasse la limite, la répartition a apparemment été anormale dans la période à laquelle se rapporte ce sondage. On établit alors un nouveau $\bar{R}$ sur la base des sondages restants et on considère la répartition naturelle (6 $d_n \bar{R}$) comme celle étant inhérente au processus, tout au moins si les sondages remplissent alors la condition $R \leqslant D_4 R$. Il en sera souvent ainsi dans la pratique.

On désire maintenir cette répartition naturelle à l'avenir et on pose par conséquent la condition :

$$R < D_4 \bar{R}.$$

Le déroulement est clair maintenant. Lorsque la moyenne du processus se situe à un niveau déterminé, une moyenne de sondage se situera à l'intérieur de la zone dont nous venons de parler. Si, au cours du contrôle pendant la fabrication, on trouve une valeur en-deçà ou au-delà, on conclut que la moyenne a dérivé.

Comme on visera en règle générale à obtenir une moyenne qui correspond au milieu de la tolérance, il s'ensuit de ce qui précède que l'on intervient dans le processus si la condition suivante n'est pas remplie :

$$\textit{milieu tol.} - \frac{\textit{répartition naturelle}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{n}} < \bar{x} < \textit{milieu tol.} + \frac{\textit{répartition naturelle}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{n}} \quad \text{ou}$$

(1) Ces facteurs ne sont valables que pour des grandeurs à répartition normale.

$$milieu\ tol. - \frac{3\,d_n\bar{R}}{\sqrt{n}} < \bar{x} < milieu\ tol. + \frac{3\,d_n\bar{R}}{\sqrt{n}}\ .$$

ou $milieu\ tol. - A_2\bar{R} < x < milieu\ tol. + A_2\bar{R}$.

Les facteurs d_n, D_4 et A_2 sont encore représentés dans le tableau en regard pour $3 \leqslant n \leqslant 10$ (1).

	d_n	D_4	A_2
3	0,591	2,57	1,02
4	0,486	2,28	0,73
5	0,430	2,11	0,58
6	0,395	2,00	0,48
7	0,370	1,92	0,42
8	0,351	1,86	0,37
9	0,337	1,82	0,34
10	0,325	1,78	0,31

Tableau 2 : Facteurs servant à déterminer les limites du réglage en vue du contrôle pendant la fabrication.

(1) Ils sont tirés des « Statistische Tabellen en Monogrammen » (tableaux et monogrammes statistiques), une publication de Stenfert Kroese à Leyde, sous la rédaction de la Vereniging voor Statistiek (Association pour la statistique).

Les limites déterminables à partir de ces facteurs sont appelées « limites du réglage ».

En effet, elles permettent de constater le cas échéant si le processus est déréglé. En ce cas, il faut tâcher de retoucher le réglage.

5. L'exécution.

Le but du contrôle pendant la fabrication, formulé en quelques mots, consiste donc en la réaction rapide à une dérive de μ ou σ, pour que les produits fabriqués aient une moyenne qui se situe au niveau voulu, la répartition étant d'autre part réduite au possible. Ce but est pratiquement atteint lorsque tous les sondages comportent des valeurs x et R telles que les limites du réglage ne sont pas dépassées. En ce cas, nous disons du processus de fabrication que nous le « dominons ».

La fig. 12 donne un exemple d'une carte de contrôle se rapportant à un processus qui n'est pas « dominé ». Il s'agit ici d'une cathode fabriquée à

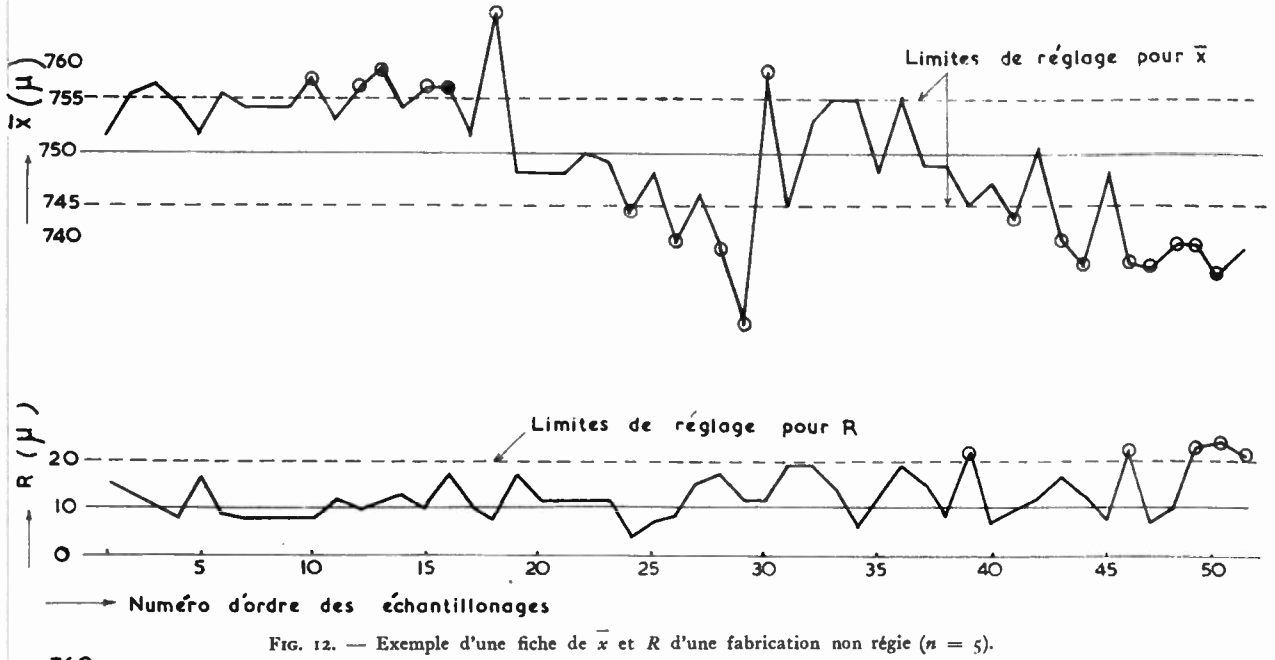


Fig. 12. — Exemple d'une fiche de $\bar{x}$ et R d'une fabrication non régie ($n = 5$).

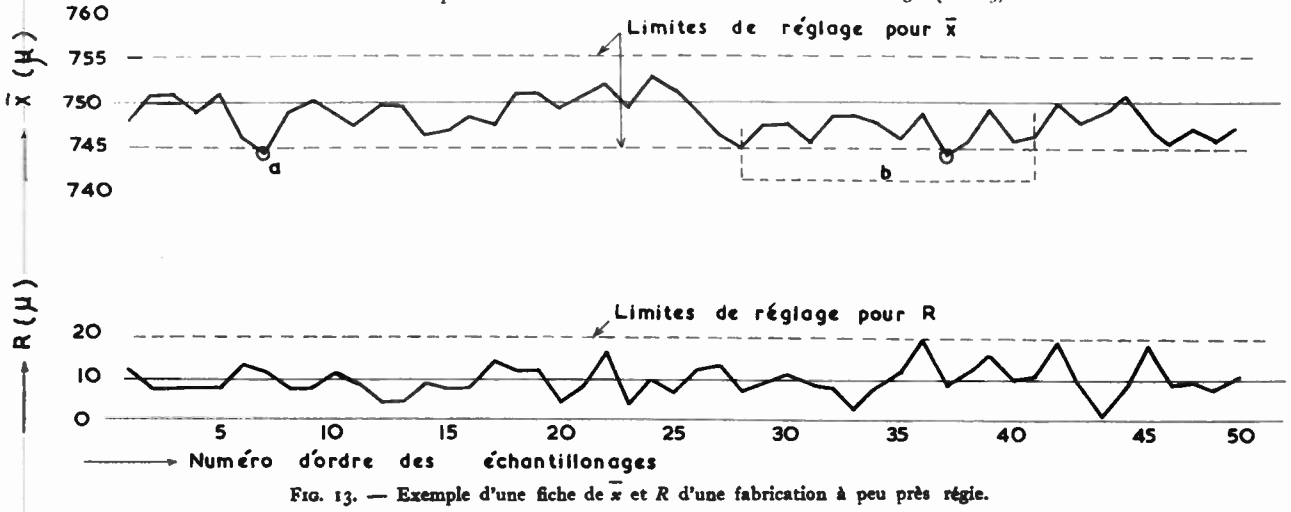


Fig. 13. — Exemple d'une fiche de $\bar{x}$ et R d'une fabrication à peu près régie.

partir d'un tube au moyen d'un trousseau. La cote contrôlée — elle est très importante — est la hauteur minimum de la coupe transversale.

Les résultats des sondages ($n = 5$) sont rassemblés une fois par heure et $\bar{x}$ et R sont portés sur du papier à graphiques, comme cela est indiqué. Le contrôle est effectué par un visiteur spécial qui établit lui-même les limites du réglage sur la base d'observations antérieures et qui les porte au préalable sur son papier. Cette figure fait clairement ressortir que ce processus a un besoin « criant » d'amélioration. Apparemment, l'outillage, les matériaux et (ou) les méthodes de travail sont inappropriés. La fig. 13 donne une impression tout autre ; il s'agit ici aussi de cathodes, mais un type différent. On peut dire de ce processus qui se déroule de manière raisonnable, de sorte qu'il demande peu d'attention. Toutefois, la situation idéale est loin d'être réalisée : voir p. ex. la période *b*.

Les valeurs x trouvées sont toutes inférieures au milieu de la tolérance et la limite inférieure du réglage est dépassée une fois ; en *a*, on remarque également un point au dehors des limites. Une comparaison des deux graphiques fait cependant naître un doute sur la question de savoir où concentrer l'attention. Une preuve de plus que ce contrôle pendant la fabrication est *un outil aux mains de la direction*.

6. **Les opérations postérieures.**

Un système comme celui que nous venons de décrire — et la même remarque s'applique au contrôle attributif — risque très tôt de dégénérer en une paperasserie pléthorique. Il faut donc procéder avec précaution et faire en sorte de garder une vue

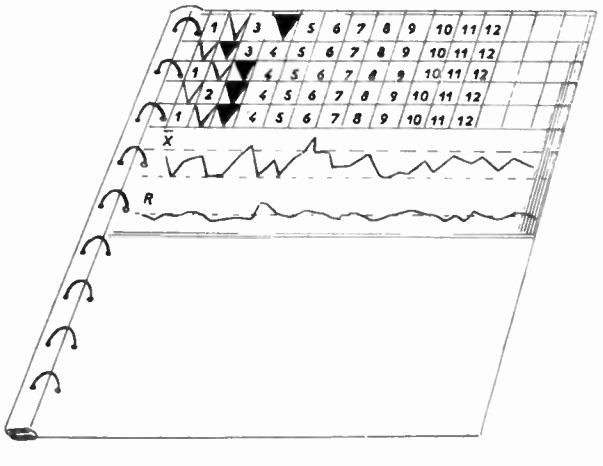


FIG. 14. — Le rangement des fiches de contrôle en classeurs favorise la vue d'ensemble. Par △ on indique avec quel pourcentage de déchet on travaille si le processus est entièrement centré. Par ▲ on indique le pourcentage de déchet obtenu.

d'ensemble. Cela est particulièrement important, car ce contrôle pendant la fabrication implique des *opérations postérieures*. Il faut vérifier systématiquement quels sont les articles qui donnent chaque fois de nouveau des difficultés et quels sont les points où elles se produisent. Les nouveaux articles demanderont une attention toute spéciale, etc. Il est donc presque toujours indispensable de comptabiliser systématiquement les fiches de contrôle. On peut le faire très efficacement pour ce qui est des fiches x et R que nous venons de décrire en classant les fiches comptabilisées, en les imbriquant les unes sur les autres dans une reliure à anneaux et en y signalant au moyen de cavaliers, par article, les points qui méritent une attention particulière (voir fig. 14). On obtient alors une claire vue d'ensemble, sur laquelle on peut fonder ses actions, et on ne risque pas de faire du travail inutile. En effet, lorsque la fabrication de certains produits se déroule continuellement d'une manière satisfaisante, on peut diminuer le contrôle ou apporter le cas échéant d'autres simplifications.

Il faut toujours se rendre compte que la méthode décrite n'est pas un *moyen miraculeux*, mais *un outil manié par des hommes*.

7. **L'introduction.**

Le résultat pouvant être obtenu avec la méthode décrite plus haut, dépend dans une grande mesure de la façon dont on l'introduit. C'est pourquoi l'introduction est traitée en dernier.

La méthode en question est dans le fond très délicate et son utilisation ne convient pour cette raison que dans un atelier où il y a suffisamment d'ordre, où l'éclairage est convenable, où l'on a conscience de l'intérêt de la qualité, etc., bref là où l'organisation est bonne. A défaut, le contrôle statistique pendant la fabrication ne saurait donner de résultats. Mais même si elle existe, une introduction réalisée à bon escient est d'une grande importance. C'est qu'il y a toutes sortes de risques de malentendus. Si le chef d'équipe est chargé du contrôle, celui-ci pourrait se croire ravalé au rang de visiteur. Si le contrôle est confié à un visiteur spécial, le chef d'équipe peut croire sa position menacée et l'ouvrier croit peut-être que le contrôle est établi parce qu'on doute de sa probité ou de ses connaissances professionnelles. Le contrôle final, fâché de ne pas avoir été consulté, aura peut-être tendance à opérer des vérifications plus sévères, etc., etc. De surcroît, le contrôle fait ressortir toutes sortes de bizarreries, telles que l'acceptation de 2 défauts dans 20 pièces quand « on » dit qu'un déchet de 2 % est permis, ou bien le fait qu'on ne doit pas tenir compte des limites de la tolérance mais des limites du réglage, etc. Or, il est assez simple de faire accepter ces bizarreries, à condition de se donner la peine de construire un peu de matériel d'instruction et de démontrer à l'aide de ce dernier aux visiteurs, aux chefs d'équipe, etc., que la méthode suivie est fondée sur la réalité. Il est toutefois bien plus difficile d'éviter les réactions d'ordre physique, mentionnées plus haut, car elles se produisent fatalement toujours plus ou moins, et surtout quand on organise les choses

sur une grande échelle. Aussi conseillons-nous de commencer sur une petite échelle, dans un coin d'atelier où l'ambiance est favorable. De la sorte un climat favorable se crée pour ainsi dire automatiquement. Il ne faut jamais oublier que la méthode décrite vise le processus de fabrication et partant toutes les personnes occupées à la production.

Il faut donc que la méthode soit utilisée en tant qu'auxiliaire et qu'elle soit considérée comme telle par tous les intéressés. On réussit alors fréquemment à améliorer sensiblement la qualité ou à réduire le nombre des opérations de contrôle. La fig. 15 en montre un exemple. Il se rapporte à un atelier où la méthode et la manière d'introduction décrites ont été suivies dans les grandes lignes. Il s'agit de la fabrication de pièces métalliques de haute précision, les articles présentant une grande diversité et étant produits en grandes, parfois aussi en petites séries.

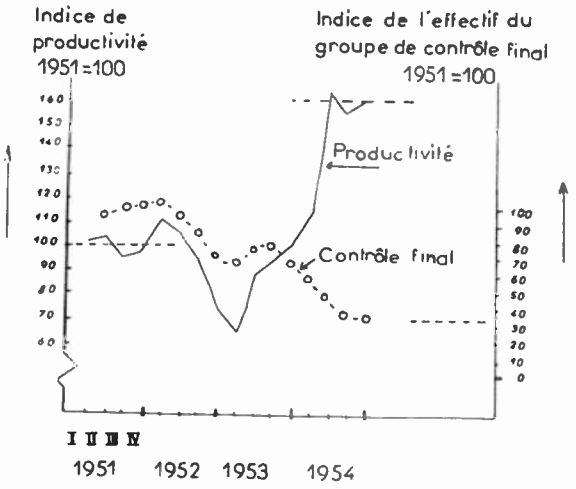


FIG. 15. — Quelques indices de productivité d'un département où le contrôle statistique de qualité a été introduit en 1952.

DÉVELOPPEMENT DE SÉRIES « NORMALISÉES » DE CONDENSATEURS AU PAPIER IMPRÉGNÉ *

PAR

C. M. LAURENT

Ingénieur à la Compagnie Française Thomson-Houston

SOMMAIRE

Le présent article expose les éléments techniques et technologiques ayant servi de base à la création de deux séries de condensateurs au papier en boîtier métallique (parallélépipédique pour l'une, tubulaire pour l'autre). Ces matériels sont comparables aux meilleures exécutions étrangères.

Le plan de l'étude est le suivant :

I. Généralités, Normalisation, Caractéristiques.
II. Choix initial des paramètres.
III. Recherche du volume minimum.
IV. Emploi en alternatif.
V. Exécution.
VI. Conclusion.

I. — Généralités : A. — Normalisation.

Conditions préliminaires.

L'élaboration d'un produit, et à plus forte raison sa commercialisation, en supposent une définition convenable ; les progrès de la technique électronique ont cependant singulièrement compliqué ce problème. C'est ainsi qu'à l'énoncé des caractéristiques électriques principales dans des domaines de fréquences et de températures sans cesse accrus, il a fallu joindre la durée de vie espérée, des conditions de service diverses : climatiques, vibrations, altitude, etc..., des conditions de matière et d'exécution, enfin même la propriété de résister à certaines épreuves interprétée comme une qualité.

Il est bien évident qu'une définition précise d'un produit est un élément industriel majeur tant du point de vue national que de celui du fabricant et on sait le parti qu'a tiré l'industrie américaine de travaux comme ceux de l'A.S.T.M.. (American Society for Testing Materials). De même, l'étroitesse des tolérances entre lesquelles le produit est normalement obtenu est un critère de la qualité de production.

Il semble donc que cette définition, et la connaissance des performances du produit dans tous les cas d'emploi, puissent être considérées comme acquises, en l'absence de toute normalisation, puisque la nécessité commerciale de définir l'objet vendu et l'intérêt du fabricant y concourent.

Malheureusement il n'en est pas ainsi, comme le montrent les catalogues et parfois même propositions ou spécifications. La raison en est dans la variété extraordinaire des cas d'emploi en électronique où les exigences des utilisateurs, accrues par la miniaturisation, croissent plus vite que les possibilités de l'industrie des pièces détachées.

La normalisation qui comporte un choix des performances et des dimensions exige donc que les définitions soient complétées et précisées. De plus, elle concrétise un stade technique et son évolution implique que le stade repère est dépassé. Elle constitue donc un élément important de progrès.

Cadre de la normalisation.

Nous entendons par là les documents de caractère général indispensables à la création d'un ensemble de spécifications ou normes. Pour l'électronique, ils sont au nombre de deux :

1° *Définition des conditions de fonctionnement* (températures, pressions, vibrations, etc...) *et des essais afférents.*

Une solution simple avait primitivement été adoptée qui prévoyait trois catégories applicables à toutes les pièces détachées ainsi que les essais correspondants. Malheureusement elle avait l'inconvénient d'être trop rigide et de ne pouvoir tenir suffisamment compte de la technique particulière à la pièce.

Conformément aux recommandations du C.E.I. (Comité Electrotechnique International) il lui a été substitué un système beaucoup plus souple, reposant sur la définition de températures limites normalisées, ce qui permet un traitement particulier de chaque cas.

L'abus de cette souplesse consisterait à multiplier les types ou à admettre la définition de qualités

(*) Communication présentée à la Société des Radioélectriciens le 19 février 1954 en séance de section. La qualificatif « Normalisées » se refère à un choix rationnel et non à une normalisation de caractère officiel.

WRH

médiocres. Ces excès allant à l'encontre du progrès technique et du principe même de toute normalisation ne semblent pas à craindre outre mesure.

2º *Définition des conditions d'homologation et de recette.*

Cette spécification n'a pas jusqu'ici été créée en France, mais existe pour les fournitures militaires en Grande Bretagne et aux U.S.A.* Elle codifie les essais de recette (à l'unité et sur prélèvement) suivant les quantités présentées et définit les pourcentages de défauts admissibles d'après des bases statistiques.

Le détail du protocole de recette étant indispensable dans les Normes ou Spécifications réglant les rapports de fournisseur à client, l'élaboration d'un document analogue pour notre industrie paraît souhaitable.

Difficultés et Impératifs.

De légitimes considérations d'investissements et d'outillage inclinent tout fabricant à souhaiter que la normalisation adopte ses modèles ; mais les avantages d'une réduction du nombre de types sont trop évidents pour qu'il n'y consente des sacrifices importants. Du côté des utilisateurs, il est peut-être plus difficile de faire admettre et appliquer une normalisation en raison de l'esprit indépendant des techniciens qui s'attachent fréquemment à un point particulier alors que les pièces normalisées sont généralement des compromis.

La solution réside, comme toujours, dans des échelonnements logiques reposant sur des bases techniques sérieuses. L'importance relativement faible de notre industrie nationale ne nous permet pas le luxe de séries à termes nombreux et une normalisation sévère et consentie apparaît comme indispensable pour ajuster nos prix au niveau international. Au surplus, il n'est que de consulter les catalogues des fabricants et les Standards des grandes firmes utilisatrices des U.S.A. pour apprécier le bénéfice que les uns et les autres ont tiré des Spécifications militaires (J.A.N. et M.I.L.).

I. — Généralités : B. — Caractéristiques.

Nous avons indiqué que la détermination d'une série de condensateurs se trouvait singulièrement compliquée par suite du nombre des paramètres. L'énoncé des caractéristique permet d'en juger :

1º *Caractéristiques électriques banales.*

	Désignation	*Ordre de grandeur* ou *Observations*		
a)	Capacité	100 pF à 20 µF	0	
b)	Tolérance sur la capacité %	± 10 ou ± 20		
c)	Tension de service U (en courant continu) Volts	100 à 10 000		
d)	Tension d'essai	2 à 3 U		
e)	Isolement (à + 20º C après 1 mn d'électrisation MΩ . µF)	2 000 à 25 000		*
	Résistance min. à 20º C (pour faibles capacités) MΩ	1 000 à 30 000		*
f)	Angle de pertes à ± 20º C (en 10^{-4})	30 à 250 fonction de la tension et fréquence de mesure.	0	*

2º *Caractéristiques électriques complémentaires.*

a)	Coefficient de température	suivant domaine de température		*
b)	Variation de capacité admissible en fonction de la température (%)	± 5 à ± 30 suivant température		*
c)	Capacité par rapport au boîtier	suivant capacité et réalisation		
d)	Courbe de réduction de la tension de service en fonction de la température	Réduction lorsque la température croît. Fonction de $P = CU^2/2$		*
e)	Courbe des tensions de service admissibles pour un service non permanent	peut être légèrement accrue pour service non permanent (durée de vie réduite)		
f)	Tension de claquage minimum exigible	5 à 6 U		*
g)	Tension de service en alternatif pur ou en alternatif superposé au continu pour une ou plusieurs fréquences	dépend de la réalisation		*
h)	Tension d'essai entre bornes et boîtier	500 à 2 000 Volts ou 2 à 4 U		*
i)	Tension de service entre bornes et boîtier (Volts)	de l'ordre de la moitié de la tension d'essai précédente ou pour tubulaires 2U + 1 000		*
j)	Intensité traversante maximum admissible pour une ambiance et élévation de température données, à une fréquence définie	pour condensateurs de liaison ou de puissance		

(*) (MIL — STD — 105 A).

o mesuré en principe à 50 Hz pour $C > 1$ µF et 1 000 Hz environ pour $C \leqslant 1$ µF.

Désignation	*Ordre de grandeur* ou *observations*	
k) Energie emmagasinée (1/2 CU^2 en joules)	0,5 à 50 et plus	
l) Energie volumique (joules par dm^3)	2 à 10 except.' 15 pour U $\leqslant$ 10 kV	*
m) Constante de temps (une faible self et faible résistance série peuvent être exigées)	pour libération rapide de l'énergie (flash) ou pour emploi en impulsions	
n) Absorption diélectrique (mémoire) : perte apparente de la charge due à la polarisation diélectrique. C'est un facteur important dans les circuits RC en particulier ceux de comptage.	% de la tension de charge varie avec le diélectrique, la température et le temps de charge et de décharge	*
o) Variation de l'isolement avec la température, ou valeur minimum à la température maximum de service	Le rapport de réduction entre + 20 et + 80° C atteint et dépasse 10^{-2}	*
p) Coefficient de correction de la mesure d'isolement pour des températures différentes de celles de définition	dépend de la température de définition	*
q) Isolement entre bornes et boîtier (MΩ) à +20° C	500 à 20 000	
r) Courbe de variation de l'angle de pertes en fonction de la fréquence	croît en général avec la fréquence surtout au-dessus de 1 000 Hz	*
s) Courbe de variation de l'angle de pertes en fonction de la température (est utilement tracée pour 50 Hz et 1 000 Hz pour un diélectrique donné)	relativement stable avec les imprégnants habituels entre 0 et + 60°, mais peut atteindre des valeurs très importantes en deçà et au delà. Certains imprégnants présentent des anomalies.	*
t) Self propre (ou fréquence de résonance)	seulement pour découplage ou liaison. La résonance à une fréquence donnée peut être recherchée	
u) Fréquence de résonance entre bornes et boîtier		
v) Repère de l'armature extérieure		
3° *Caractéristiques d'emploi* (autres qu'électriques ou mécaniques).		
a) Températures extrêmes d'utilisation (ou de stockage)	— Métropolitain –25 à +55° C — Tropical –40 à +70° C — Tous climats –55 à +85° C Pour certains équipements, des températures de l'ordre de + 125 à + 150°C peuvent être requises.	
b) Altitude ou pression	— matériel fixe ou semi fixe 40 mm Hg — aviation : 64 à 120 mm Hg — engins : 33 mm Hg	
c) Humidité relative admissible	Service : max de l'ordre de 95 % à +35° Essais : suivant spécification : peut atteindre 95 % à 55° C ou 70° C	
d) Climat maritime	Suivant essai spécifié	
e) Position	Précision très importante pour les condensateurs à imprégnant liquide pour haute tension	
f) Nature du service	Permanent, intermittent (% du temps) bref (nombre garanti)	
g) Durée de vie (espérée ou garantie)	10 000 Heures	
4° *Caractéristiques mécaniques.*		
a) Dimensions	emplacement, fixations, bornes, etc...	
b) Interchangeabilité (tolérances)	doit satisfaire aux essais	
c) Robustesse des sorties	fréquence 10 à 55 Hz (parfois 600) accélération max. 3 g à 6 g exceptionnellement 50 g. Durée 5 heures	
d) Résistance aux vibrations	doit satisfaire à l'essai	
e) Résistance aux secousses		

* indique que la caractéristique dépend de l'imprégnant.

Désignation	*Ordre de grandeur* ou *Observations*
5° *Exécution.*	
a) Etanchéité	est le plus souvent requise
b) Nature de l'imprégnant	conditionne les performances
c) Nature du boîtier	— métallique : ferreux ou non — isolant
d) Nature des sorties	— isolation : verre, céramique, caoutchouc, plastique, élastomère silicone — fil, cosse, borne (doit résister à la soudure)
e) Fixation	vis et écrou, crochets, dispositifs spéciaux

La discussion des caractéristiques, l'étude de leurs variations et la description des essais les concernant présentent un grand intérêt, mais dépassent évidemment le cadre de cet exposé.

Remarques.

1° L'énumération des caractéristiques précédente a été limitée au cas des petits condensateurs au papier imprégné, utilisés principalement en courant continu. L'emploi en alternatif en régime de puissance ou en impulsions exigerait bien entendu des définitions complémentaires. De même des caractéristiques particulières a d'autres diélectriques tels que mica ou céramique (ex. : stabilité, scintillation) ont été passées sous silence.

2° Pour plus de détails concernant les essais climatiques ou mécaniques voir le document « Essais Fondamentaux » (C.C.T.U. – 01 – 01).

II. — Choix des caractéristiques principales et de l'imprégnant.

II. — 1. Capacités et tolérances.

La gamme de capacités à prévoir s'étend pratiquement de 10 000 pF à 10 μF environ. Pour des valeurs inférieures, le condensateur au papier imprégné classique se voit de plus en plus concurrencé, en électronique, par le condensateur céramique à fort K (tension de service au plus égale à 500 ou 600 volts, courant continu). Jusqu'à 0,5 μF environ, ces condensateurs sont réalisés sous forme tubulaire, et à partir de cette valeur, en boîtier parallélépipédique, tout au moins pour des tensions de l'ordre de 600 Volts.

L'échelonnement des capacités à adopter devait satisfaire aux applications principales envisagées avec un nombre minimum de modèles, sans rompre de façon trop brutale avec les habitudes. La logique imposait une série en progression géométrique de raison : $\sqrt[n]{10}$ dont les plus connues sont les séries « Renard » (base $\sqrt[10]{10}$). Celles de base $\sqrt[12]{10}$ ont été préférées en raison de l'avantage d'un plus grand nombre de séries dérivées à nombre de termes entier.

Il eût peut-être été possible de se contenter de 2 termes à la décade (1 – 3,2, c'est-à-dire : série $\sqrt[2]{10}$) mais l'expérience a montré que cet échelonnement avait peu de succès. On s'est donc arrêté à la série $\sqrt[3]{10}$ qu'il est aisé de compléter, si nécessaire, par les termes non communs de la série $\sqrt[6]{10}$. Soit :

série $\sqrt[3]{10}$: 1 2,2 4,7 / 1,5 3,2 6,8 } série $\sqrt[6]{10}$

La tolérance ± 10 % étant réalisable sans grande difficulté ni supplément de prix (sauf pour les capacités les plus faibles) cette valeur, qui correspond à une demande générale des techniciens utilisateurs, a été adoptée.

II. — 2. Tension de service.

Un élément déterminant des séries prévues réside dans leur emploi presque exclusif en courant continu ou avec une faible tension alternative superposée.

L'étude des tensions les plus fréquemment rencontrées en électronique et la recherche du nombre minimum ont conduit à prendre pour base la série Renard $\sqrt[5]{10}$ soit :

100 160 250 400 630 Volts

et leurs multiples décimaux jusqu'à 10 000 Volts. D'autre part, on sait que lorsque le diélectrique est constitué par moins de trois papiers, la tension de service et la capacité doivent être limitées par des considérations statistiques de défauts. Comme avec trois papiers, de l'épaisseur minimum courante (7 à 8 microns), la tension de service admissible est de l'ordre de 600 volts, seules les tensions de 630 volts et supérieures ont été retenues. Toutefois, la recherche de l'encombrement minimum a fait admettre l'emploi de 2 papiers pour de faibles capacités et une tension de service de 160 volts*.

Les choix précédents des capacités et tensions ont conduit à un nombre minimum de modèles

* La Spécification américaine JAN.C.25 impose au moins trois papiers pour $U > 250$ V tandis que la JAN.C.91 a la même exigence pour les tensions supérieures à 150 V.

répartis harmonieusement comme on peut le constater sur le tableau I. De plus, les progressions géométriques des échelonnements ont entraîné une progression analogue des volumes, en sorte que les modèles situés sur une même diagonale du tableau (exemple 10 µF 630 V à 0,47 µF 4000 V) ont approximativement le même encombrement. Il s'ensuit une réduction très importante du nombre des boîtiers à prévoir et l'emploi de ceux-ci a pu être étendu à d'autres capacités (x sur le tableau).

TABLEAU I

Capacité µF	Tension de Service (Volts)							
	160	630	1 000	1 600	2 500	4 000	6 300	10 000
0,01		T	T	T				
0,022	T	T	T	T			x	
0,047	T	T	T	T		x	x	
0,1	T	T	T	T	x	x	x	x
0,22		T	T x	x	x	x	x	x
0,47		T B	B	B	B	B	B	B
1		B	B	B	B	B	B	
2,2		B	B	B	B	B		
4,7		B	B	B	B			
10		B	B	B				

Légende :

T : Exécution tubulaire.

B : Boîtier parallélépipédique.

x : Extension de l'emploi des boîtiers.

souligné : Types faisant l'objet de consommations importantes.

Il est bien évident que tous les modèles du tableau ne font pas l'objet de consommations importantes (voir Tableau I). Mais la remarque précédente permet d'utiliser pour les autres modèles les boîtiers réalisés pour ceux de grande diffusion. Il n'est donc pas déraisonnable de définir la totalité de la série de façon homogène puisque cela n'entraîne pas d'outillage supplémentaire.

II. — 3. PERFORMANCES ET CONDITIONS D'EMPLOI.

Elles déterminent la réalisation du condensateur. En électronique, si nous excluons les condensateurs de puissance et les types spéciaux tels que ceux à faible mémoire, les caractéristiques souhaitées sont :

a) *Performances électriques.*

— Emploi principal en courant continu, mais possibilité d'utilisation avec courant alternatif superposé ou même en alternatif (jusqu'à 1 000 Hz).

Pour les tubulaires emploi à des fréquences beaucoup plus élevées ;

— Angle de pertes faible (50.10^{-4} à + 20° C) ;

— Variation faible de la capacité (15 %) et de l'angle de pertes (150.10^{-4} max) dans un large domaine de températures et de fréquences ;

— Résistance d'isolement élevée (3 000 à 5 000 MΩ. µF à + 20° C).

b) *Conditions d'emploi* (voir classification du C.E.I.).

Températures : −55° C à +85° C (si possible températures supérieures).

Pression : 100 mm de Hg (éventuellement voir I-B-3-b).

Humidité relative max. : 95 % à + 35° C.

Position : quelconque.

Service : permanent.

Durée de la vie minimum : 10 000 heures.

Résistance mécanique : aux secousses et vibrations.

c) *Exécution* : volume le plus réduit, étanchéité, interchangeabilité assurée.

II. — 4. CHOIX DE L'IMPRÉGNANT.

Nous avons noté, en rappelant en I-B les caractéristiques générales la très grande influence de l'imprégnant. Ceci est normal puisqu'il constitue une partie importante du diélectrique. Or, les imprégnants éventuels sont nombreux et la plupart donnent satisfaction dans un domaine particulier en sorte que, compte tenu des performances exigées, du prix de revient et de la facilité de mise en œuvre, le constructeur choisit le plus adéquat dans chaque cas.

Les plus couramment utilisés en France peuvent être classés comme suit :

A. — *Minéraux* (pétroliers, naturels, raffinés ou produits de cracking, K de l'ordre de 2 à 2,5).

— Solides (cires) : paraffines, ozokérites, etc...

— Semi-liquides : vaseline.

— Liquides : huiles minérales à condensateurs (K de l'ordre de 2,2).

B. — *Synthétiques chlorés* (K de l'ordre de 4,5 à 5,2).

— Solides (cires) : naphtalènes chlorés (chlonacire).

— Liquides : diphenylschlorés (Pyralènes – Analogues aux Aroclor 1254 et Pyranols américains.

Les huiles végétales telles que ricin (Castor oil des américains) malgré leur intérêt (K élevé) ne sont pratiquement pas utilisées, leur raffinage et leur stabilisation étant délicats et coûteux.

De même les autres imprégnants synthétiques liquides ou polymérisables, polyesters, polyvinylcarbazol, huiles de silicones, aux performances si

intéressantes, en particulier dans le domaine des températures extrêmes, n'ont été jusqu'ici que peu employés en raison de la difficulté d'approvisionnement et du prix.

Le choix étant ainsi limité, une autre considération doit entrer en ligne de compte pour une série normalisée, à savoir la nécessité d'adopter un produit bien défini, stable, de qualité régulière et dont la mise en œuvre n'exige pas d'installations nouvelles. Ceci, joint aux caractéristiques du paragraphe II-3 impose pratiquement la solution.

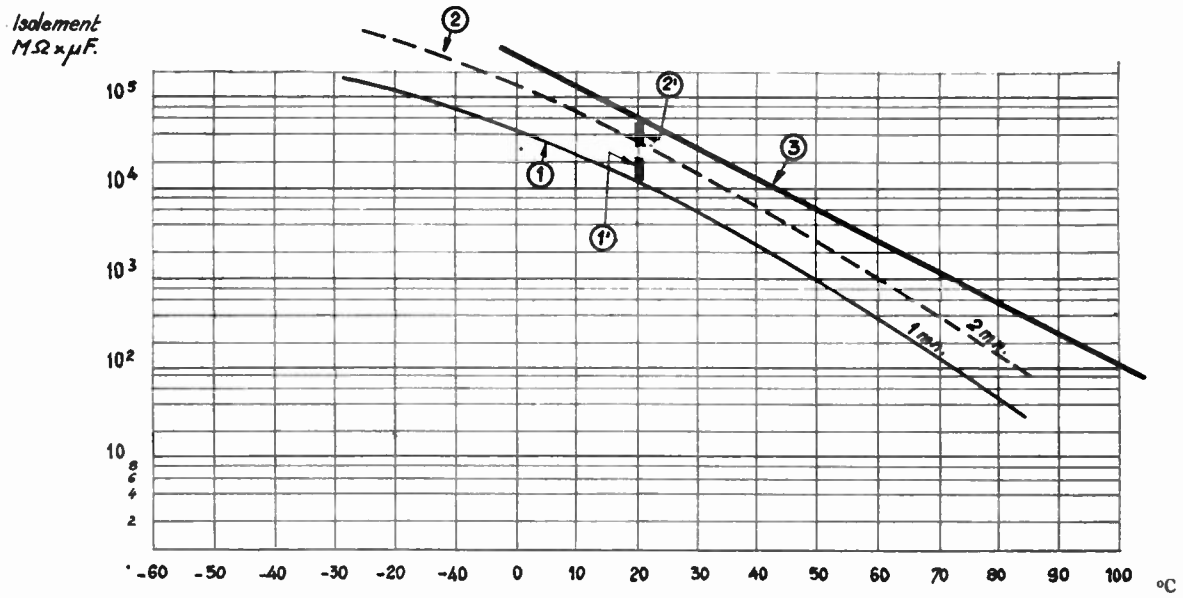


Fig. 1. — Variation de l'isolement en fonction de la température :
1. 1' - courbes relevées sur condensateurs 4,7 μF après 1 mn. sous 500 V.
1. 2' - — — — — — 2 mn. — —
3. — d'après « Dielectric Materials » (voir bibliographie).

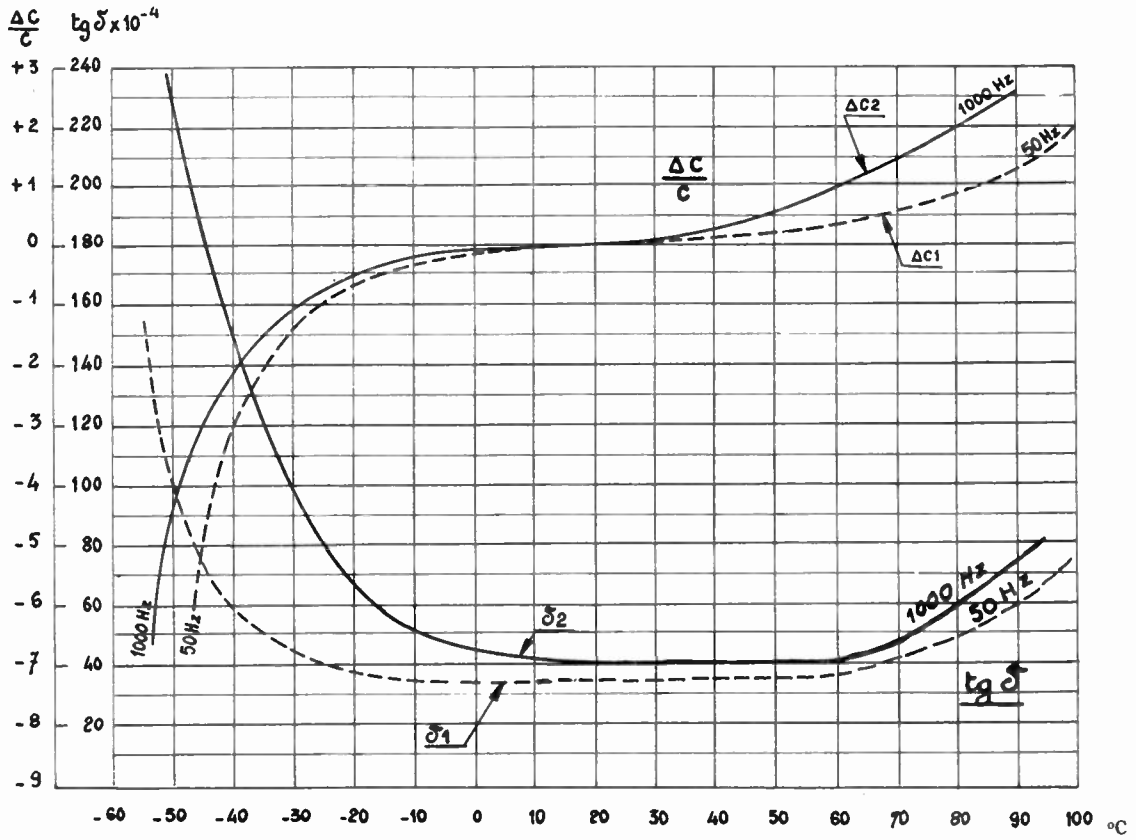


Fig. 2. — Δ C1 - Variation relative de capacité en fonction de la température, mesurée à 50 Hz
Δ C2 - — — — — — — 1000 Hz
δ1 - — — des pertes — — — 50 Hz
δ2 - — — — — — — 1000 Hz

En effet, la recherche du volume minimum conduirait aux imprégnants synthétiques chlorés (K du papier imprégné à l'huile minérale : environ 3,5, au pyralène 5,2, soit dans ce dernier cas un volume de l'ordre de 70 % du précédent. Mais les conditions : emploi principal en courant continu, pertes faibles et surtout températures éventuelles inférieures à –20° C ne permettent pas de les retenir. L'étendue des températures de service conduit alors à l'emploi de l'huile minérale qui est d'ailleurs considérée par la Commission Technique Française et aux U.S.A. comme l'imprégnant « tous usages ».

La définition de l'imprégnant permet de donner quelques indications sur les performances.

a) *Isolement.*

La figure 1 en montre la variation en fonction de la température. La valeur mesurée dépend du temps d'application de la tension et croît avec ce dernier jusqu'à une valeur limite atteinte après 10 à 15 mn et du même ordre pour des condensateurs du même genre. La rapidité de montée est un critère de qualité. Les courbes 1 et 2 sont des moyennes relevées respectivement après 1 et 2 mn sur des condensateurs normalisés. Les traits verticaux 1′ et 2′ donnent la dispersion à 20° C. Les valeurs obtenues sont nettement supérieures à celles imposées.

La courbe 3 extraite d'un ouvrage américain récent semble correspondre à un temps d'électrisation de 2 mn.

b) *Variation de l'angle de pertes et de la capacité en fonction de la température.*

La figure 2 donne, d'après différents documents américains, les performances que l'on peut attendre de condensateurs imprégnés à l'huile ainsi que la variation résultant de la fréquence de mesure. On peut noter l'accroissement rapide des pertes et de la variation de capacité aux basses températures. La valeur faible des pertes entre –10 et +40° C est pour une large part à imputer aux progrès effectués dans la qualité des papiers ces dernières années et à l'imprégnant choisi. Il est possible d'obtenir à + 25° C : $\operatorname{tg}\delta = 20.10^{-4}$ à 50 Hz et 30.10^{-4} à 1 000 Hz.

La figure 3 concerne des courbes moyennes relevées par nous sur condensateurs tubulaires de 10 000 pF à la fréquence de 1 000 Hz. Variation de capacité et accroissement des pertes sont nettement plus importants que sur la fig. 2. A titre de comparaison, on a tracé (courbe 1) la variation de capacité d'un condensateur imprégné avec une cire minérale. La variation due au changement d'état est très sensible.

c) *Variation des pertes et de la capacité avec la fréquence.*

La figure 4 donne la variation de la capacité et des pertes avec la fréquence. On voit que les valeurs

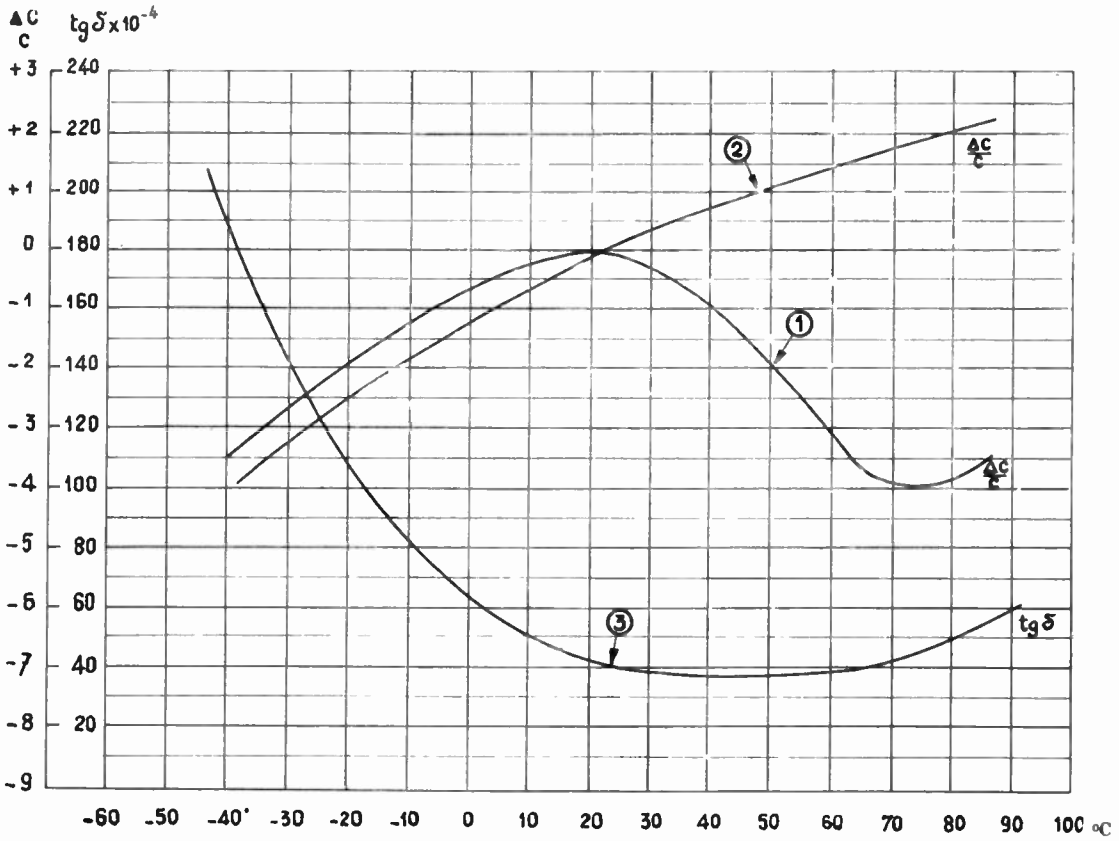


FIG. 3 — Variations de la capacité et de l'angle de pertes, en fonction de la température.
Courbe 1. Imprégnant : cire minérale
Courbes 2. 3 — : huile minérale
Fréquence de mesure : 1.000 Hz.
(Courbes relevées sur condensateurs tubulaires de 10.000 pF.)

obtenues sont relativement constantes jusqu'à 1 000 Hz mais croissent ensuite de façon importante*.

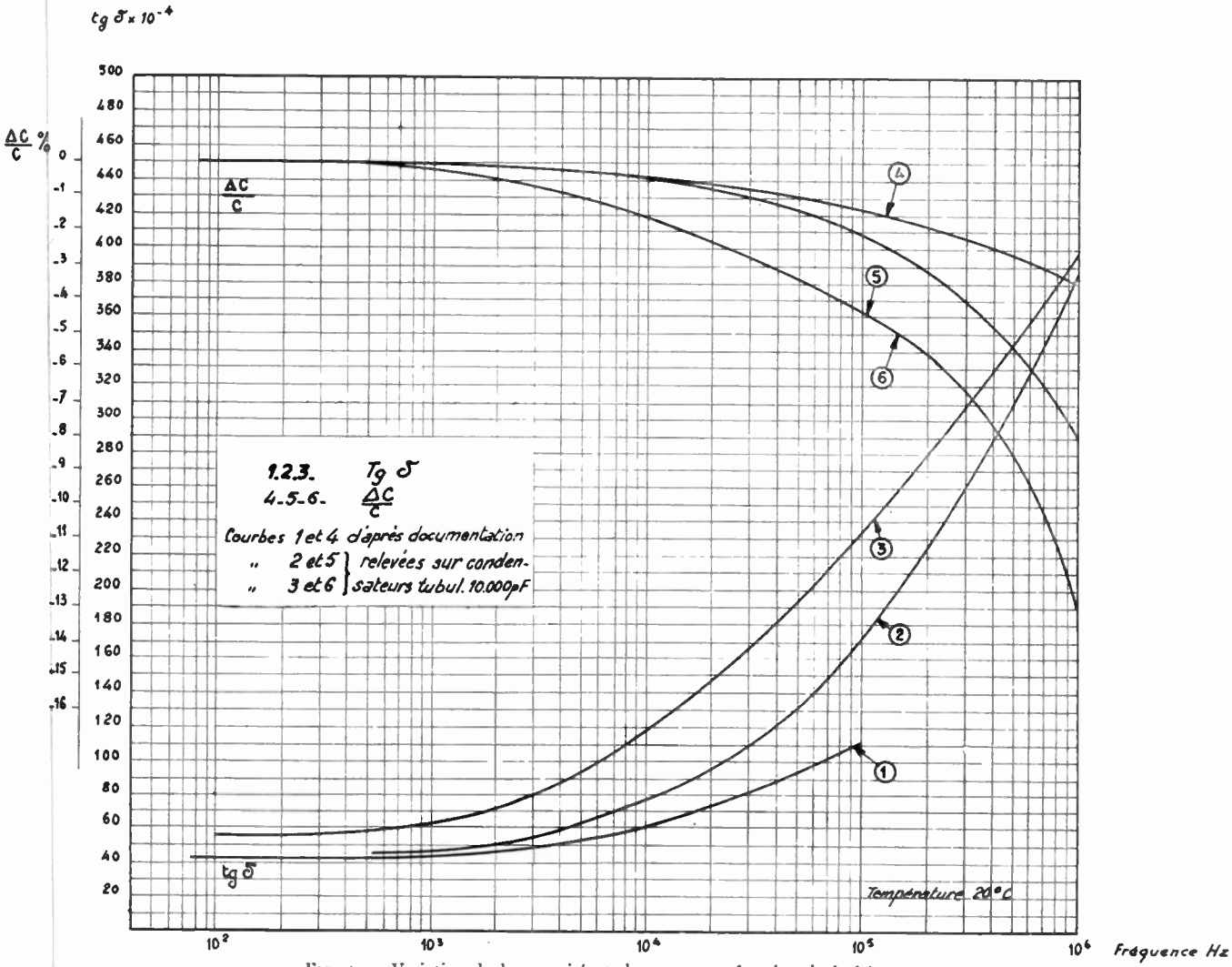


FIG. 4. — Variation de la capacité et des pertes en fonction de la fréquence

III. — Recherche du volume minimum.

C'est une condition impérative en électronique où, même en l'absence de miniaturisation, on exige des encombrements et poids sans cesse plus réduits. Cela conduit à étudier le champ électrique maximum admissible pour le diélectrique constitué par le papier et l'imprégnant choisis. Pour approcher ainsi les limites d'emploi en conservant un coefficient de sécurité admissible, il est nécessaire de bien les connaître, tandis que les conditions d'utilisation, et en particulier les températures élevées, pourront amener à définir des restrictions.

III. — 1. ÉLÉMENTS DU CHOIX DU CHAMP ÉLECTRIQUE ADMISSIBLE (VOLTS PAR MICRON)

a) *Tensions de service et durée de vie.*

Si l'on applique à un condensateur une tension continue suffisamment élevée, le claquage survient au bout d'un temps très bref (quelques secondes ou moins encore). Pour des tensions plus faibles, ce temps croît et on peut ainsi déterminer l'ordre de grandeur de la tension pouvant être supportée pendant un temps assez long tel que 100 ou 1 000 H.

On obtient alors les courbes de la figure 5 dont la forme montre que, pour des tensions de service suffisamment réduites, une durée de vie pratiquement illimitée peut être escomptée. Cette constatation jointe à l'expérience avait conduit jusqu'à ces dernières années au choix d'une tension de service de l'ordre du sixième de la tension de rupture instantanée U_R.

Les perfectionnements dans les papiers et imprégnants, de même que dans la réalisation des condensateurs, ont permis une amélioration des performances se traduisant par la courbe 2 au lieu de la courbe 1, ce qui permet d'adopter une tension de service égale au 1/5e de la tension de rupture. Ceci n'est valable que dans certaines limites de tension et température (la fig. 5 correspond à un condensateur prévu pour environ 500 volts service à une température de + 20º).

* Mesure pour des tensions de l'ordre de quelques volts. Les pertes peuvent être assez différentes, suivant la tension, pour un diélectrique et un imprégnant donnés.

Pour une température ambiante donnée, la tension de service n'a donc pas un caractère de détermination précis et est liée à la durée de vie espérée. On admet couramment que la vie du condensateur à température constante (comprise entre 0 et + 40°C par exemple) est inversement proportionnelle à la puissance cinquième de la tension (un ouvrage récent « Dielectric materials »* indique que cette puissance est comprise entre la 4e et la 7e).

La formule suivante ** :

$$H = \left(\frac{250}{E}\right)^5$$

donne un ordre de grandeur de la durée de vie H en heures, E étant le champ électrique de service en volts par micron (en courant continu).

Pour une capacité donnée, le volume électriquement utile (et non réel) étant proportionnel à $1/E^2$ (voir III-3) tandis que la durée de vie l'est à $1/E^5$, on peut apprécier le prix dont se paie la réduction d'encombrement.

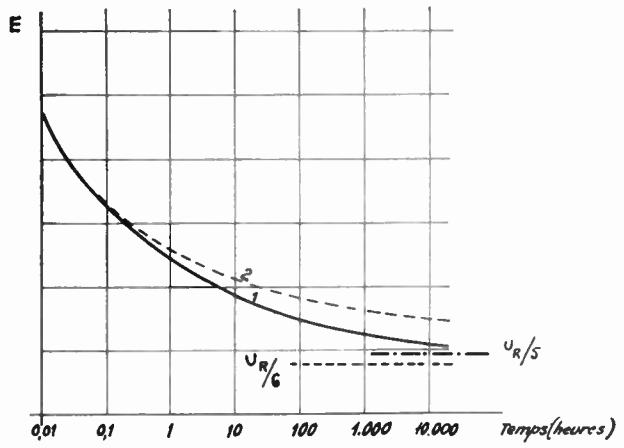


FIG. 5. — Courbe de la tension de rupture en fonction du temps (20°C).

b) *Tension de service et champ électrique.*

La courbe de la fig. 5 a un domaine de validité limité. Il est difficile de lui donner un caractère statistique et d'en tracer un réseau pour une série homogène. De quels éléments pouvons-nous disposer alors pour déterminer une tension de service sans devoir adopter un coefficient de sécurité très élevé, incompatible avec la recherche du volume minimum.

Outre les données expérimentales dont disposent les Constructeurs, deux séries de résultats sont

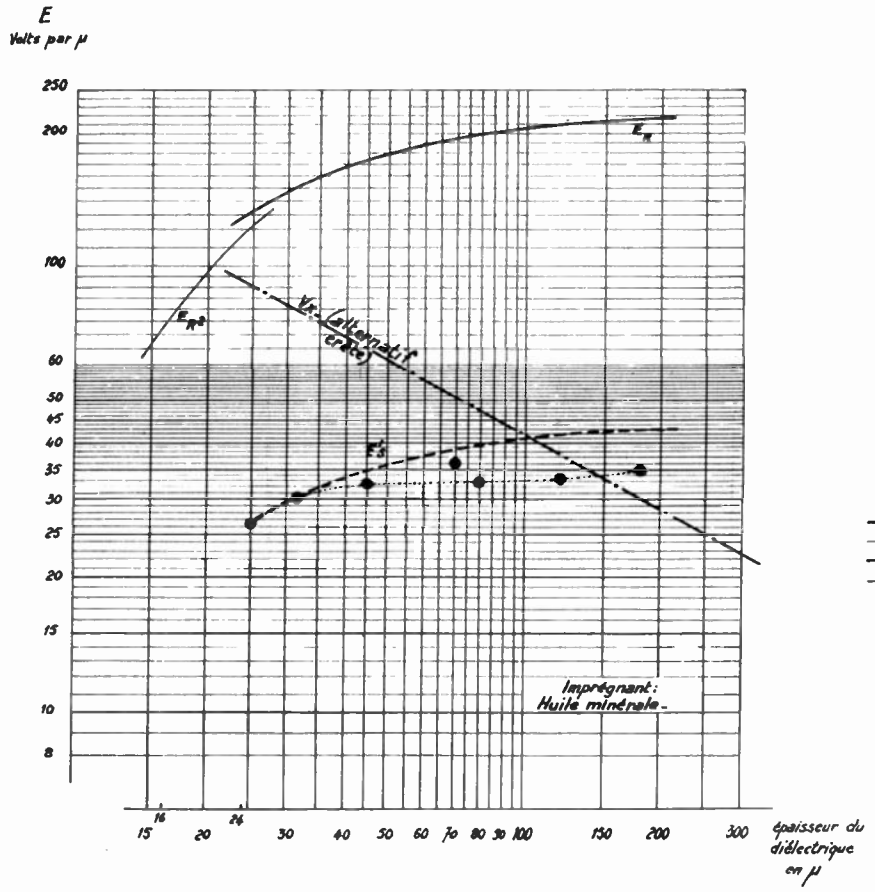


FIG. 6. — Champs de rupture et de service en fonction de l'épaisseur de diélectrique.

E_R. Rupture pour 3 papiers au moins.
E_{R^2}. Rupture pour 2 papiers (indicatif.)
E'_S. Service $E_R/5$
Valeurs adoptées.

* Voir Bibliographie. Cet ouvrage fait partie de ceux édités par « The Technology Press of M.I.T. ».

** Formule donnée sous toutes réserves. Elle indique une durée de vie de 10 000 Heures pour $E = 40\ V.\mu^{-1}$ ce qui est admissible pour des tensions de service de 1 500 à 4 000 volts en continu à +20°C. Elle peut être utile pour définir l'ordre de grandeur des variations.

susceptibles d'être obtenus dans un délai raisonnable.

1º Courbe des moyennes statistiques de rupture rapide pour le diélectrique et l'imprégnant utilisés. Cependant certaines réalisations peuvent présenter un rapport : Urupture/Uservice 10 000 heures, assez différent de ceux du paragraphe précédent. Le tracé de cette courbe demande donc une interprétation des résultats et la tension de rupture ne préjuge pas de la durée de vie en service ;

2º Essais de vie « accélérée » (voir III-1.d) dont les résultats comblent la lacune précédente.

Sous ces réserves, on trace (fig. 6) la courbe E_R des champs électriques de rupture rapide en fonction des épaisseurs de diélectrique. Cette courbe, relative à des diélectriques comportant au moins trois papiers, tend à se rectifier lorsque le nombre des papiers croît. Elle a été complétée à titre indicatif par une courbe E_{R_2} relative à 2 papiers dont la validité est faible en raison de la grande dispersion des résultats.

D'après le paragraphe précédent (III-1.a), en adoptant une tension de service de l'ordre du 1/5e de la tension de rupture, on obtient la courbe des champs électriques E'_S qui est pratiquement très acceptable. Pour la série normalisée, on a adopté des valeurs légèrement inférieures indiquées par les points cerclés. Elles résultent d'un compromis entre les données précédentes, les résultats d'essai de vie accélérée, et le souci d'un coefficient de sécurité convenable*.

On peut remarquer que la réduction des champs imposée dans le cas de 2 papiers, réduit considérablement le gain d'encombrement à en attendre. (l'épaisseur 16 μ correspond à peu près à la tension de service 160 V).

c) *Tension d'essai.*

La recherche du volume minimum ayant conduit à des champs électriques élevés, il est nécessaire d'éviter que l'application de la tension d'essai n'impose une contrainte trop grande au diélectrique, c'est-à-dire susceptible d'altérer la durée de vie du condensateur. Les études poursuivies depuis une vingtaine d'années semblent montrer qu'en alternatif des décharges discrètes entraînant une altération du diélectrique se produisent pour des champs très inférieurs à ceux de rupture et d'autant plus faibles que l'épaisseur du diélectrique est plus grande (voir fig. 6 la courbe V_x donnée à titre indicatif**).

— La tension d'amorçage est assez peu influencée par la fréquence pour le papier imprégné à l'huile minérale. Par contre, cette tension est assez variable et ne peut être définie de façon précise pour un imprégnant ;

— en courant continu, la tension d'amorçage est beaucoup plus élevée qu'en alternatif (2 à 3 fois). Il ne semble pas y avoir d'inconvénient à adopter une tension de service, en continu, assez voisine de la tension ci-dessus ; certains auteurs l'ont montré en traçant des courbes de durée de vie du genre de la fig. 5, en rapportant la tension appliquée à la tension d'amorçage.

Ces éléments montrent que si, pour une tension de service U de 500 volts, une tension d'essai 3U peut être utilisée, les champs électriques adoptés ne permettent pas l'emploi d'un rapport aussi élevé pour des tensions de service supérieures.

d) *Action de la température.*

L'élévation de la température a pour effet de réduire la durée de vie du condensateur. Celle-ci double, pour une réduction de 10ºC suivant certains expérimentateurs, de 5 à 7º d'après d'autres. On en tire deux conséquences pratiques.

1º Dans les essais de « vie en service accéléré », conjugaison de l'effet d'une tension supérieure à celle de service nominale avec celui d'une température ambiante aussi élevée que possible. Ces essais donnent une indication valable sur la durée de vie en service normal. C'est ainsi qu'on peut attendre une durée de vie de 10 000 heures d'un type de condensateur susceptible de supporter avec succès une épreuve de 250 heures sous 1,5 fois la tension de service à la température maximum (au moins 70º C)*.

2º Pour des températures d'emploi supérieures à 40 ou 50º C la nécessité de réduire la tension de service. On compense ainsi l'effet de la température par la réduction de tension afin de conserver une durée de vie normale.

La fig. 7 donne à titre indicatif, d'après la spécification américaine JAN C.25, les taux de réduc-

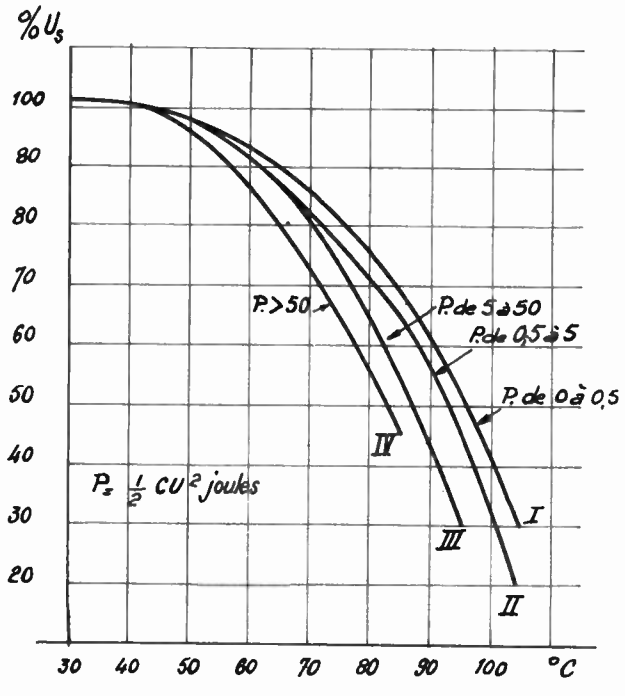


FIG. 7. — Tension de service admissible en fonction de la température. (d'après J.A.N. - C - 25) (Caractèristique E). Ces courbes doivent être limitées à + 85º C dans le cas de condensateurs imprégnés à l'huile minérale.

* *Nota* : En alternatif pur, on admet généralement des tensions d'emploi d'autant plus faibles que la fréquence croît. C'est ainsi que les coefficients de réduction ci-après sont parfois adoptés par rapport à la tension de service à 100 Hz

** D'après la notice Schoeller et Hoesch, voir Bibliographie.

* L'essai de la JAN.C.25 prévoit 2 fois la tension de service corrigée pour la température maximum, ce qui correspond à peu près à 1,5 fois la tension de service définie à 40ºC.

tion de la tension de service pour des températures croissantes. Les courbes sont fonction du coefficient énergétique des condensateurs ($P = \frac{1}{2} CU^2$) et peuvent être utilisées pour la série normalisée ; la courbe I pour les tubulaires, les courbes II et III pour ceux en boîtier parallélépipédique qui ne comportent pas de P supérieur à 50.

III. — 2. Volume électriquement utile.

Les épaisseurs de diélectrique ayant été choisies, il était nécessaire de rechercher le volume électriquement utile, puis le volume réel pour déterminer les boîtiers les mieux adaptés et les comparer à des réalisations connues.

Le calcul du volume électriquement utile suppose connue la constante diélectrique du papier imprégné. Or, celle-ci dépend de la densité du papier et de l'imprégnant. D'après l'hypothèse d'Endicott* (voir bibliographie), on assimile l'espace entre les armatures à deux condensateurs en série ayant pour diélectrique l'un le volume de cellulose effectif, l'autre le volume d'imprégnant. Si l'on appelle p la proportion de cellulose, ε_c la constante diélectrique de la celullose, ε_i celle de l'imprégnant, la constante diélectrique résultante ε sera donnée par la formule approchée :

$$\varepsilon = \frac{\varepsilon_c}{p + (1 - p)\dfrac{\varepsilon_c}{\varepsilon_i}}$$

C'est ainsi que pour un papier de densité 1, le volume de cellulose est de l'ordre de 65 % ($p = 0{,}65$). Comme $\varepsilon_c \simeq 5{,}6$ et $\varepsilon_i = 2{,}2$, on trouve $\varepsilon = 3{,}5$. On pourrait ainsi tracer un réseau de courbes donnant ε en fonction de ε_i avec la densité du papier comme paramètre. Les constructeurs semblent utiliser des données plus précises, à base de résultats expérimentaux, en tenant compte des particularités de leur fabrication. Cependant la valeur $\varepsilon = 3{,}5$ est suffisamment approchée pour les papiers communément utilisés, imprégnés à l'huile.

Le volume V étant lié à la constante diélectrique relative ε et à la capacité par la relation :

$$C = \frac{V}{e^2} . \varepsilon . 8{,}85 . 10^{-12}$$

(e : mètre, V : m³, C : Farad), on en tire

$$V = \frac{C e^2}{8{,}85\,\varepsilon} \text{ avec } C \text{ en } \mu F,\ V \text{ en cm}^3 \text{ et } e \text{ en } \mu$$

Il est alors facile de calculer le volume électriquement utile indiqué au tableau II où l'on peut vérifier aussi que selon une même diagonale ils sont d'un ordre de grandeur analogue.

* Cette hypothèse permet aussi d'évaluer les pertes si on connaît celles du papier et de l'imprégnant.

Tableau II

U service Volt	e en μ	Volume électriquement utile (cm³) pour une capacité (μF) de				
		0,47	1	2,2	4,7	10
630	24	8,6	18,3	40,3	86	183
1 000	32	15,4	32,8	72,5	154	328
1 600	45	30,5	65	143	305	650
2 500	70	74,4	158	348	745	
4 000	120	218	465	1 025		
6 300	180	487	1 020			

De même, il a été possible de vérifier, en traçant la courbe de C en fonction de e pour un volume de 1 cm³ (fig. 8), la concordance avec les résultats expérimentaux d'un constructeur.

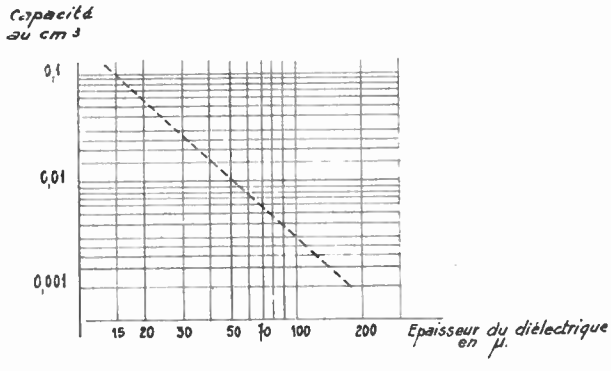


Fig. 8. — Capacité réalisable pour un volume électriquement utile de 1 cm³ en fonction de l'épaisseur du diélectrique utilisé — (papier imprégné à l'huile minérale $\varepsilon = 3{,}5$)

III. — 3. Energie volumique et rendement des boitiers.

Si nous rapportons l'énergie emmagasinée $P = \frac{1}{2} CU^2$ au volume, nous pouvons définir un coefficient énergétique W que nous exprimerons commodément en joules par dm³. Son expression est évidemment :

$$W_m = \frac{1}{2} \frac{CU^2}{V_u}$$

où W_m indique qu'il s'agit d'une valeur maximum correspondant au volume électriquement utile V_u.

Remplaçons dans cette expression V_u par sa valeur $V_u = \dfrac{C e^2}{8{,}85\,\varepsilon} 10^{-3}$ en tenant compte de ce que le quotient $\dfrac{U}{e} = E$ n'est autre que le champ électrique

(Volts par micron). On obtient :

$$W_m = \frac{8{,}85 . \varepsilon . 10^{-3}}{2} . E^2 \quad \text{soit } 155.10^{-4} E^2 \text{ pour } \varepsilon = 3{,}5$$

W_m est donc proportionnel au carré du champ électrique et sera le même pour toutes les capacités de même tension de service.

Si maintenant nous définissons un rendement volumique η du boîtier réel comme le rapport du volume utile V_u au volume réel V_r, ce sera aussi le rapport de l'énergie volumique réelle W à l'énergie volumique maximum :

$$\eta = \frac{V_u}{V_r} = \frac{W}{W_m}$$

La valeur de W peut donc servir à caractériser les progrès réalisés dans la réduction d'encombrement. De plus, il est possible de le calculer directement d'après les données catalogue puisque :

$$W = \frac{1}{2} \frac{CU^2}{V_r}$$

On dispose ainsi d'un moyen commode pour comparer les condensateurs normalisés avec ceux du commerce.

TABLEAU III

U service Volts	160	630	1 000	1 600	2 500	4 000	6 300
W_{max} joules par dm³	1,55	10,5	15,9	15,9	19,8	17,3	19

Le tableau III donne W_{max}* tandis que le tableau IV indique W d'après les boîtiers réels (compte non tenu de la hauteur supplémentaire résultant du pli d'assemblage). On a ainsi une idée du rendement volumique des boîtiers.

La figure 9 traduit graphiquement le résultat pratique qui est des plus honorables. De plus, on peut remarquer que le rendement réel progresse avec la tension sans que les courbes présentent de partie descendante, ce qui indique une bonne utilisation des boîtiers. Le cas du 10 000 volts est à disjoindre, les précautions nécessaires pour cette haute tension, ainsi que la constitution par éléments en série, réduisant le rendement volumique.

* W_{max} correspond au volume utile V_u.

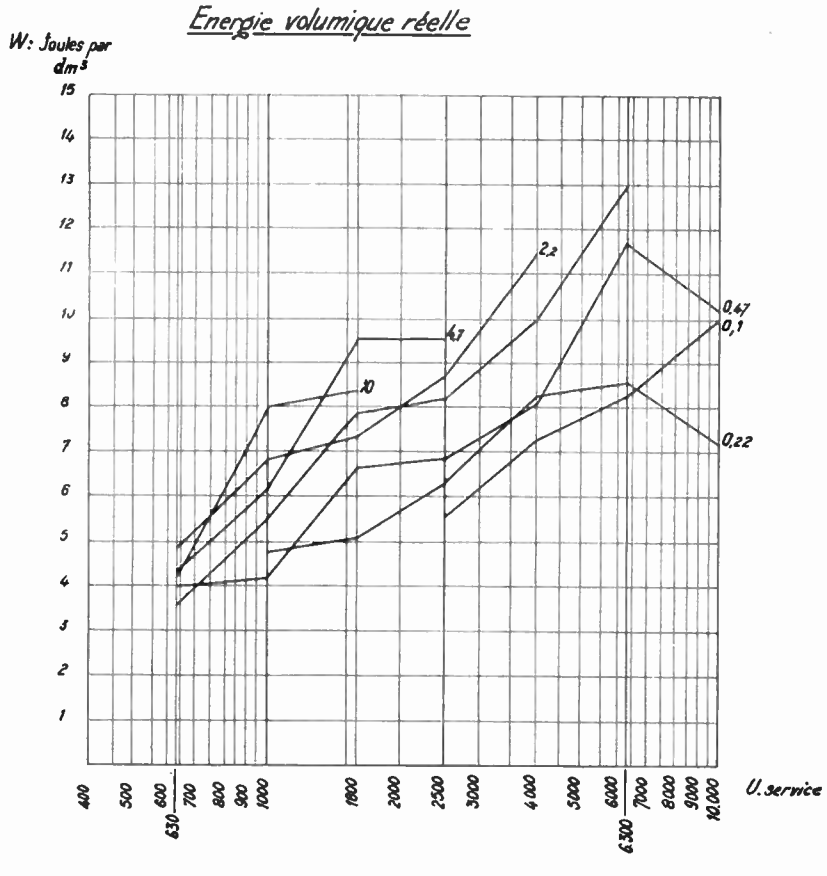


FIG. 9. — Energie volumique réelle en fonction de la tension de service nominale pour les séries normalisées.

TABLEAU IV

Energie Volumique (Joules/dm³)

pour U service =

Capacités µF	160	630	1 000	1 600	2 500	4 000	6 300	10 000
0,01	TUBULAIRES	2,54	2,63	5				
0,022	0,375	2,29	4,3	5,18			4,04	
0,047	0,316	3,64	4,33	6,8		5,67	5,8	
0,1	0,5	3,66	5,66	5,9	5,65	7,4	8,25	10
0,22		4,95	5,1 4,75	5,1	6,36	8,23	8,55	7,2
0,47		4,3 4	4,25	6,77	6,86	8,05	11,7	10,3
1		3,6	5,63	7,95	8,15	10	13	
2,2		4,9	6,85	7,35	8,64	11,5		
4,7		4,36	6,14	9,65	9,6			
10		4,25	8	8,37				
						PARALLÉLÉPIPÉDIQUES		

III. — 4. DÉTERMINATION DES BOITIERS.

III. — 4.1. *Cas des boîtiers parallélépipédiques.*

III. — 4.1.1. *Conditions à remplir.*

Ce sont :

Volume minimum : Cela implique une bonne utilisation du boîtier. Dans le cas général des bobines disposées verticalement, l'espace perdu correspond aux marges de sécurité du papier et aux bornes. On a donc avantage a rechercher un boîtier haut et, dans la plupart des cas, non aplati. La hauteur ne doit cependant pas être excessive dans les matériels électroniques.

Outillage minimum : Il suppose une limitation du nombre de boîtiers où plus exactement du nombre de bases, les frais d'outillage se rapportant principalement à celles-ci en raison de la formule adoptée de bases embouties avec pli recevant les flancs. Ceci exclut la solution anglaise d'une hauteur commune à un grand nombre de boîtiers.

Normalisation des hauteurs : requise pour respecter la normalisation des largeurs des papiers et des bandes d'aluminium.

Harmonie. — Groupement.

Pour obtenir des boîtiers harmonieux, il est préférable de ne pas dépasser un rapport 1,6* entre les dimensions d'une même base et, pour permettre un groupement facile, ces dimensions doivent être multiples d'un même module. Enfin les hauteurs doivent rester comprises entre 0,6 et 1,6 de la plus grande dimension de base.

* Nombre d'or.

Le respect de ces conditions a réduit à peu de chose les corrections à effectuer sur les maquettes. Il faut avouer cependant que la présentation de ces dernières, avant toute normalisation dimensionnelle, est une précaution indispensable et que, même dans le cas précité, plusieurs boîtiers durent être modifiés.

Généralisation de l'emploi des boîtiers.

Il est apparu souhaitable de déterminer bases et hauteurs en vue de permettre la réalisation de volumes croissants régulièrement, évitant ainsi de limiter leur emploi à la série de condensateurs développée. L'étude de la réalisation matérielle de ces derniers s'en trouve singulièrement facilitée tandis que l'outillage peut être plus rapidement amorti.

III. — 4.1.2. *Choix d'une série de boîtiers « Normaux ».*

Il ne semble pas nécessaire de rechercher un échelonnement plus serré que la raison $\sqrt[12]{10} = 1{,}21$, qui détermine la progression des hauteurs. Mais, pour une même base, il n'est guère possible de dépasser un rapport 2 entre les hauteurs extrêmes utilisables (soit $\sqrt[3]{10}$ environ). Il faut donc adopter un échelonnement pour les bases qui, d'après le rapport des hauteurs extrêmes, devrait avoir à peu près pour raison $\sqrt[3]{10}$. En réalité, pour disposer d'un peu plus de souplesse, une raison un peu plus faible telle que $\sqrt[4]{10} = 1{,}78$ ou même $\sqrt[6]{10} = 1{,}46$ est préférable.

Le tableau V paraît correspondre à un optimum pour les ordres de grandeur pratiques. Les bases croissant comme la $\sqrt[4]{10}$, et les hauteurs comme $\sqrt[12]{10}$, les volumes sur une même diagonale croissent comme $\sqrt[3]{10}$.

TABLEAU V

Surfaces bases cm²	Volume (cm³) correspondant à des hauteurs (cm) de :									
	3,2	3,9	4,7	5,6	6,8	8,2	10	12	15	18
5,6	18	22	25	31						
10	32	39	47	56	68					
18		70	85	101	122	147				
32			150	180	217	262	320			
56				314	380	459	560	675		
100					680	820	1 000	1 200	1 500	
180						1 470	1 800	2 160	2 700	3 240

Naturellement, le choix de la raison de la progression pourrait être différent quoique l'emploi de nombres normaux soit préférable.

Il est alors apparu souhaitable de se rapprocher autant que possible des bases des boîtiers figurant dans la Sp. américaine JAN.C.25 afin d'autoriser, sans nouvel outillage, la réalisation de condensateurs substituables aux modèles américains. Circonstance voulue ou fortuite, l'échelonnement de ces bases, bien qu'irrégulier, est voisin de 1,5, donc proche de la $\sqrt[6]{10}$. On a donc adopté des valeurs arrondies très voisines, mais l'échelonnement un peu serré n'a pas permis de les retenir toutes.

La progression des bases se fait à peu près selon $\sqrt[6]{10}$, le premier terme étant 5,6, les termes 8,2 et 82 n'étant pas retenus. Les hauteurs diffèrent des hauteurs américaines et leur progression s'effectue à peu près selon la $\sqrt[12]{10}$, le 1er terme étant 1,3. On obtient ainsi le tableau VI qu'il est facile de compléter.

On voit donc que l'effort demandé aux constructeurs a été réduit au minimum puisque les boîtiers « Normaux » sont d'un emploi tout à fait général et non particulier à la série développée. On aurait même pu envisager la création d'outillages communs à plusieurs constructeurs.

III. — 1.2. *Cas des condensateurs tubulaires.*

Les tubes adoptés ont été, pour la raison invoquée plus haut, ceux de la JAN.C.25, c'est-à-dire 7, 11, 16 et 25 mm environ, le tube de 20 n'ayant pas été retenu.

TABLEAU VI

Repère	Base		Volume utiles (cm³) pour les hauteurs (mm) de							
	Dimensions mm	Surface utile cm²	10	50	60	80	90	110	140	210
A	30 × 20	5,8	23,2							
B	45 × 25	11,05		55	66					
C	60 × 30	17,8		89	108					
D	60 × 45	26,8			161	214	241			
E	95 × 45	12,55					383	468		
F	95 × 60	56,8					511	625	795	
G	95 × 115	109							1 530	2 290

Nota. — Les surfaces sont indiquées déduction faite des coins arrondis, de rayon 5mm. Les hauteurs sont les hauteurs utiles et doivent être majorées de 6 mm pour l'encombrement des plis.

IV. — **Emploi en alternatif. — Résonance en haute fréquence.**

Pour un condensateur donné (capacité et détails de réalisation connus) le fonctionnement en alternatif pur est déterminé :

— par la tension de service maximum U correspondant au champ électrique admis (E en $V.\mu^{-1}$) pour la fréquence considérée et le diélectrique imprégné utilisé. Si e est l'épaisseur en microns de ce dernier on a $U = E \cdot e$.

— par la puissance apparente admissible Pa (volts ampères) qui dépend : d'une part, de la dissipation W autorisée par le boitier pour l'élévation de température choisie, d'autre part des pertes, qui peuvent être fonction : de la fréquence, de la

température et du champ électrique de travail du diélectrique. On a évidemment (pertes faibles) :

$$Pa = \frac{W}{\operatorname{tg}\delta} \quad \text{et} \quad U_{max.} = \sqrt{\frac{Pa}{C\omega}}$$

Il serait équivalent de définir l'intensité maximum.

En raison du nombre des paramètres, le problème n'est pas simple et se traduit par des réseaux de courbes pour les emplois en H.F. Par ailleurs, la réalisation peut imposer d'autres limitations, telles que tension ou intensité résultant de l'exécution des sorties, etc...

IV. — 1. Emploi en alternatif de la série en boitier parallélépipédique.

Bien que les condensateurs aient été établis pour le fonctionnement sous tension continue, et ne puissent correspondre à un optimum en alternatif en raison de la différence considérable de détermination, il est apparu souhaitable d'examiner leurs limites d'utilisation pour des fréquences allant jusqu'à environ 1 200 Hz.

On a admis une dissipation de 1 watt par dm² de surface rayonnante pour une élévation de température de 10° C. En supposant les pertes maxima de l'ordre de 80 10^{-4}, (ce qui reste valable à ces fréquences) et l'élévation de température de 15° C, on a obtenu le tableau VII.

TABLEAU VII

Emploi de la série parallélépipédique en alternatif

U Service en continu	U efficace service (volts) pour Capacité / Fréquence (Hz)					Puissance réactive
Volts	µF	50	400	800	1 200	V.A
630	0,47	300	235	185	165	110
	1	300	235	185	145	160
	2,2	300	210	150	125	250
	4,7	300	195	135	110	450
	10	300	175	125	100	780
1 000	0,47	400	320	260	210	160
	1	400	315	230	180	250
	2,2	400	255	180	150	360
	4,7	400	240	170	140	675
	10	400	190	135	110	910
1 600	0,47	550	450	325	265	250
	1	550	380	275	220	360
	2,2	550	350	245	205	675
	4,7	550	280	195	160	910
	10	550	250	180	145	1 600
2 500	0,47	850	615	440	360	450
	1	850	520	375	300	675
	2,2	850	445	315	260	1 100
	4,7	850	370	260	210	1 600
4 000	0,47	1 000	810	580	470	780
	1	1 000	665	480	380	1 100
	2,2	1 000	540	380	310	1 600

La tension de service pour 0,47 µF, 630 V est fonction du champ électrique admis en fonction de la fréquence et la même loi est utilisée à 50 Hz pour les autres modèles sauf pour le 4 000 volts où les Constructeurs ont préféré 1 000 Volts au lieu de 1 500. Toutes les autres tensions de service en alternatif résultent de la limitation par la puissance réactive.

Les valeurs du tableau correspondent à une température ambiante maximum de + 40° C et à l'imprégnant huile minérale. Dans le cas de températures supérieures, il faudrait appliquer les coefficients de réduction suivants :

60° C	0,75
70° C	0,5

Les valeurs données résultent de calculs et n'ont pas fait l'objet jusqu'ici d'une étude systématique expérimentale.

IV. — 2. Superposition d'une tension alternative a la tension continue.

Le tableau VII, permet de se rendre compte du fait que les champs électriques d'utilisation sont beaucoup plus faibles en alternatif qu'en continu*. Dans le cas cependant où de faibles tensions alternatives sont superposées au continu, on pourra se rapporter à l'emploi en continu. La règle adoptée est alors la suivante :

1° La somme des tensions continue et alternative crête ne doit pas excéder la tension de service nominale en courant continu pour la température de service prévue ;

2° Le rapport de la tension alternative à la tension continue ne doit pas dépasser :

0,2	à	50 Hz
0,15	à	100 Hz
0,01	à	10 000 Hz

Pour les fréquences intermédiaires on interpole, c'est ainsi qu'on a environ 0,05 à 1 000 Hz.

IV. — 3. Emploi de la série tubulaire en haute fréquence.

Ce problème comporte deux aspects particuliers à prendre en considération.

1° *Variation et importance des pertes en fonction de la fréquence.*

C'est ainsi que les pertes, de l'ordre de 50 à 80. 10^{-4} à 1 kHz peuvent atteindre 150 à 10 kHz, 400 à 1 MHz et 6 à 8 % ou plus à 10 MHz. Ceci conduit à l'établissement de tableaux du genre du

* *Nota* : Il est possible d'accroître la durée de vie espérée, par une réduction de la tension de service. On a pu établir dans certains cas un réseau de courbes ayant la température pour paramètre et donnant la durée de vie probable en fonction du pourcentage de la tension de service nominale.

H_z	500	1 000	5 000	10 000
Coefficient	0,52	0,4	0,2	0,15

N° VII, donnant pour chaque boîtier l'intensité maximum admissible en fonction de la fréquence et de la capacité.

2° *Fréquences de résonance série et parallèle.*

Résonance série.

Tant que la fréquence n'est pas trop élevée le condensateur peut être représenté par le schéma de la Fig. 10. Il existe donc une fréquence de résonance qui dépend de la longueur des connexions,

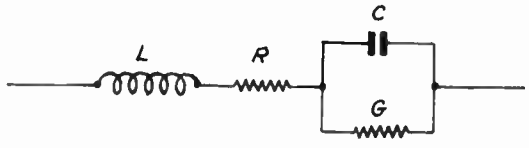


FIG. 10. — L. Self de C et des connexions
R. Résistance réprésentant les pertes série et les connexions
G. Conductance équivalente aux pertes parallèle.

de la capacité et de la réalisation. Ce dernier point a fait l'objet d'une étude systématique et l'on constate que des résultats très différents peuvent être obtenus pour un condensateur de même capacité, de même diélectrique et approximativement de mêmes dimensions (voir Fig. 11 relatives à C = 0,1 μF tubulaire). Par contre, il n'est pas nécessaire, pour obtenir la fréquence de résonance la plus élevée, de recourir à l'exécution à armatures débordantes qui comporte certaines difficultés de réalisation et est plus encombrante.

L'étude précitée a montré, que pour un condensateur au papier bien réalisé, la fréquence de résonance série est approximativement du même ordre que pour un condensateur au papier métallisé (armatures soudées sur la tranche) ou au mica, à capacité égale et dimensions analogues, bien entendu.

Résonance parallèle. — Nous appelons ainsi, faute de mieux, la résonance entre boîtier métallique et

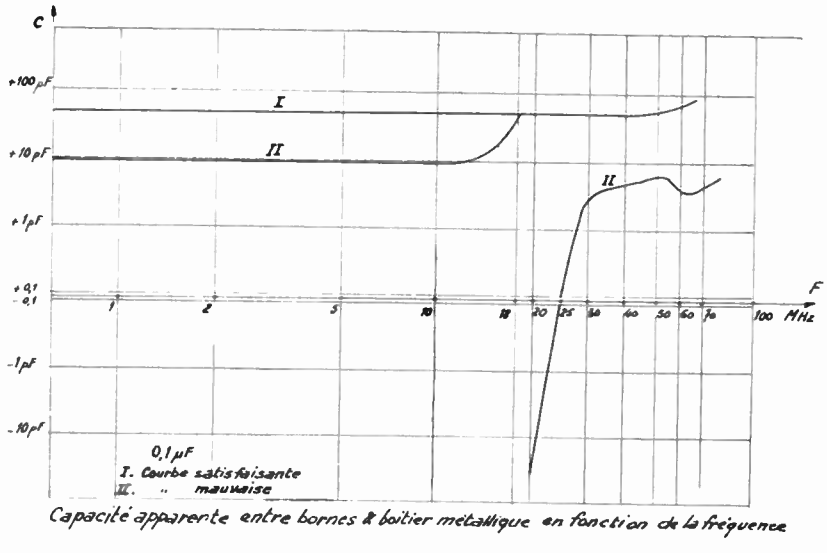


FIG. 12. — Capacité apparente entre bornes et boîtier métallique en fonction de la fréquence.

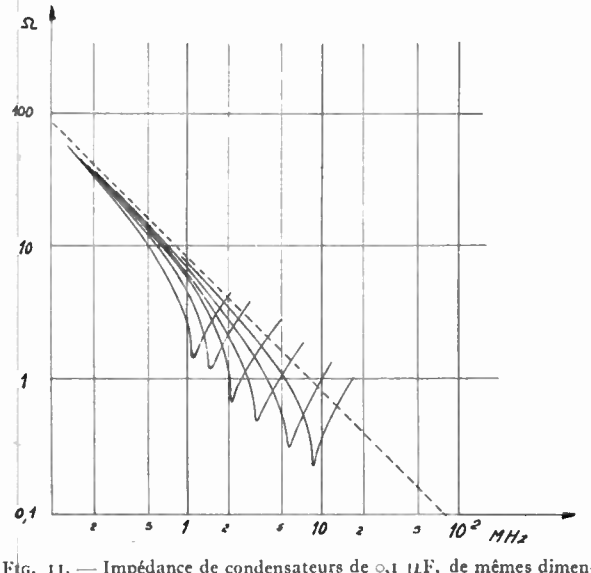


FIG. 11. — Impédance de condensateurs de 0,1 μF, de mêmes dimensions extérieures en fonction de la fréquence pour différentes réalisations.

bornes. Elle dépend, elle aussi, de l'exécution et les mêmes dispositions qui accroissent la fréquence de la résonance série permettent de la rejeter vers des fréquences très élevées. La fig. 12 qui traduit des résultats expérimentaux, permet de comparer une bonne réalisation (courbe I) et une défectueuse (courbe II) pour une même capacité de 0,1 μF. Pour plus de simplicité ces courbes donnent la variation de capacité apparente entre bornes et boîtier en fonction de la fréquence.

Les conditions d'une réalisation optimum étant supposées remplies, on trouvera Fig. 13, les résultats expérimentaux concernant la résonance série des types adoptés. Les mesures concernent l'impédance mesurée au ras des sorties du condensateur. La fréquence de résonance est d'autant plus élevée que le condensateur est plus petit et plus court. Compte tenu des connexions et des imperfections inévitables, les fréquences de résonance en utilisation pratique seront évidemment beaucoup plus faibles. Par contre, dans les emplois en découplage, on peut

utiliser le fait que l'impédance reste au plus égale à celle du condensateur idéal jusqu'à $\sqrt{2}$ fois la fréquence de résonance.

Ces éléments permettent de déterminer la fréquence maximum d'utilisation éventuelle des condensateurs tubulaires.

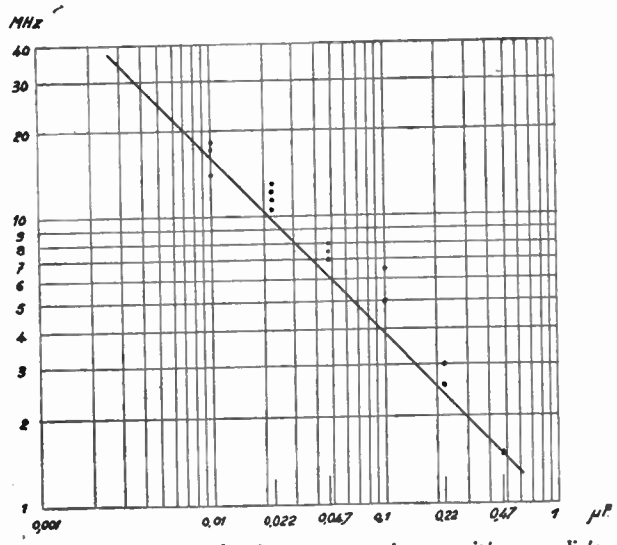


FIG. 13. — Fréquences de résonance pour les capacités normalisées (résultats expérimentaux)

V. — **Exécution. — Fixation. — Interchangeabilité.**

Il serait fastidieux d'entrer dans le détail de réalisation dont dépend cependant la qualité du matériel. Nous nous bornerons donc à l'indication de quelques points ayant donné lieu à des difficultés.

V. — 1. BOITIERS PARALLÉLÉPIPÉDIQUES.

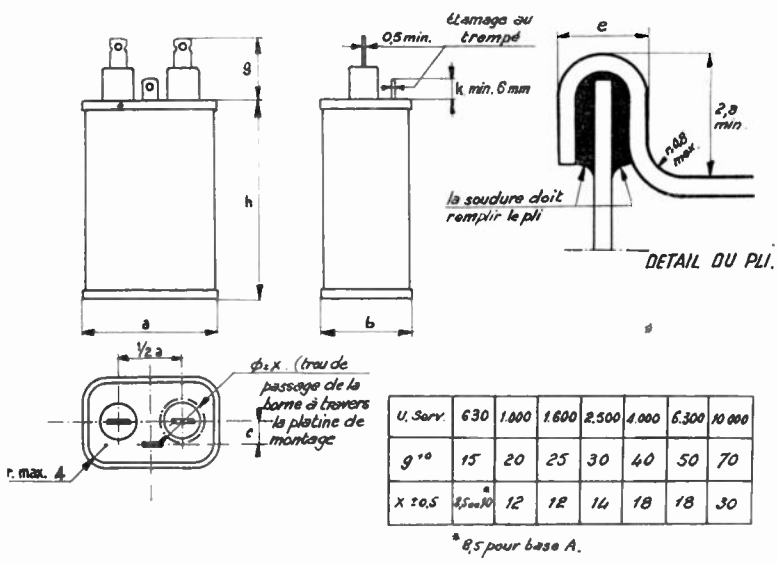
La formule adoptée est celle, bien connue, des boîtiers à fonds emboutis dont la rigidité et l'étanchéité sont bien supérieures à celles des boîtiers à fonds pliés. Toutefois la forme du pli doit être parfaitement définie, tant en ce qui concerne son épaisseur e que sa hauteur et la forme de l'arrondi (fig. 14). L'étanchéité en dépend, de même que la robustesse de l'accrochage dans la fixation par crochets. A cet égard il eut été préférable que la hauteur du pli soit légèrement supérieure.

L'emploi de l'huile comme imprégnant a posé de façon impérative la question de l'étanchéité, tant pour le boîtier que pour les bornes. En raison de la limitation des dimensions (hauteurs au-dessus du boitier : cote g, et diamètre), celles-ci ont fait l'objet d'une étude particulière d'un fabricant spécialisé.

L'interchangeabilité a conduit à des tolérances sévères sur les dimensions ainsi qu'à définir l'emplacement de la cosse de masse et le gabarit de perçage de la platine de montage (cote x) lorsque le condensateur est placé bornes traversantes.

Les crochets de fixation après avoir donné lieu à maints essais, sont semblables à ceux utilisés dans la spécification américaine avec les modifications de cotes indispensables.

Malgré toutes ces précisions, on ne doit pas oublier que dans un condensateur au papier, on table sur des champs électriques de rupture de l'ordre de 200 Volts par micron, soit 200 kV par millimètre (voir fig.) 6. *Ceci exige une réalisation extrêmement soignée.* Une huile mal dégazée ou mal déshydratée, la présence de cuivre nu, des traces de flux de soudure, sont susceptibles d'abréger fortement la vie du condensateur. De même un pli mal rempli de soudure peut réduire grandement la résistance mécanique, même si l'étanchéité est réalisée. De tels défauts sont pratiquement indécelables aux essais de recette et il est nécessaire de faire confiance au fabricant.



U. Serv.	630	1.000	1.600	2.500	4.000	6.300	10.000
g ±0	15	20	25	30	40	50	70
x ±0,5	4,5 a 10	12	12	14	18	18	30

*8,5 pour base A.

FIG. 14. — Détails de réalisation des condensateurs de la série en boîtiers parallélépipédiques

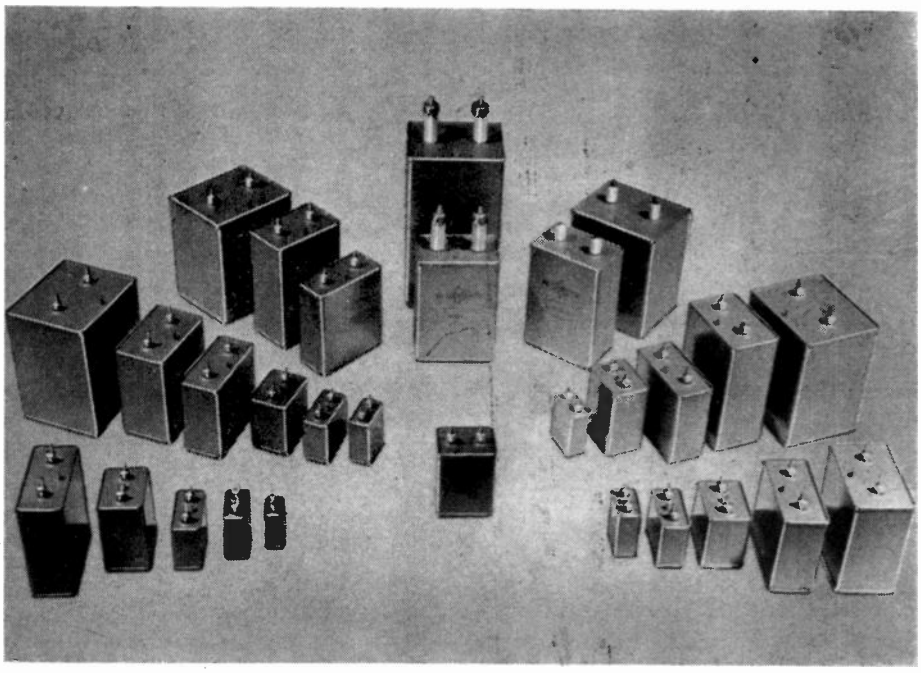


FIG. 15. — Série parallélépipédique (Clichés dus à la courtoisie de S.I.R.E.).

V. — 2. BOITIERS TUBULAIRES.

L'étude concernant les fréquences de résonance et l'adoption de diamètres de tubes analogues aux américains normalisés ne laissaient que deux questions à résoudre : sorties et fixation.

Pour les sorties, les perles en verre fritté offrent une solution sûre mais relativement coûteuse. On pouvait se demander si une autre formule telle que le bouchage par résine synthétique éthoxyline était acceptable. Une enquête en Suisse auprès du producteur de la résine* et des premiers utilisateurs démontra, qu'à la condition d'une mise au point de cette fabrication qui comporte certaines particularités, ce bouchage semble parfaitement utilisable. Ce que les essais ont confirmé. Il manque encore cependant la preuve finale résultant de l'expérience de plusieurs années.

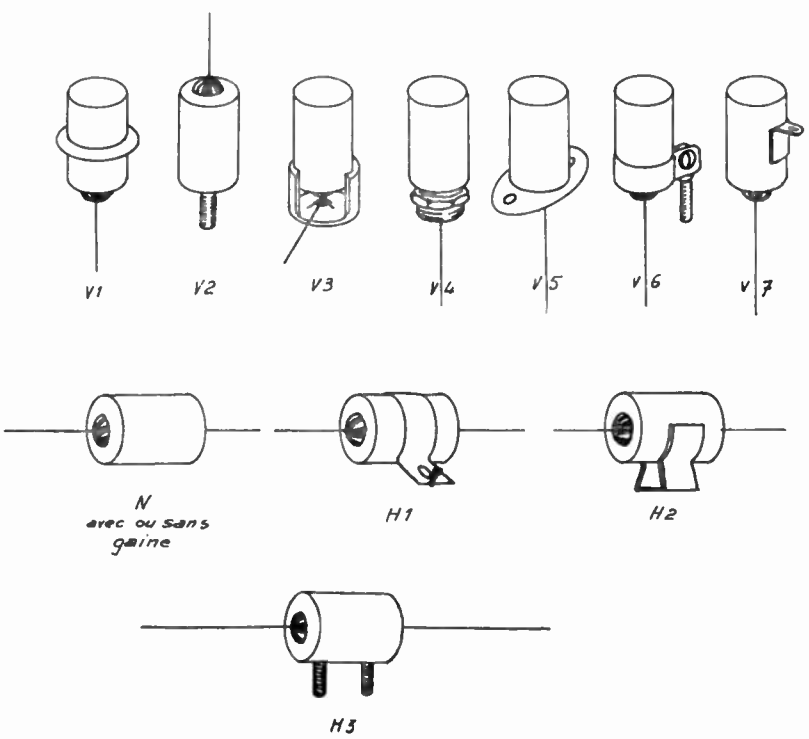


FIG. 16. — Exemples de réalisations de condensateurs tubulaires.

* Araldite de « Ciba », Bâle (Suisse).

Le mode de fixation du tube a donné lieu à de multiples controverses. La fig. 15 rassemble un certain nombre de fixations ou exécutions dont plusieurs peuvent être réalisées soit avec 1 sortie à la masse, soit avec 2 sorties isolées. Au total 15 ou 16 réalisations possibles pour un même condensateur alors que 18 types sont prévus. Comme il n'y a aucune raison pour que toutes ne soient pas demandées, on arrive à un chiffre inquiétant. On a résolu ce problème en admettant que les plus petits modèles avaient une masse assez faible pour être supportés par les connexions. L'exécution à 1 sortie, tube sous gaine isolante, peut alors suffire. Pour les autres on a admis que, seuls ceux faisant l'objet d'importantes consommations seraient réalisés sous deux formes, l'une verticale, à une sortie, soit V 5 de la fig. 16 (préférée à V.2 pour sa plus faible hauteur), l'autre horizontale H 2 à 2 sorties (moins encombrante que H.1). Enfin les autres modèles sont en principe réalisés selon H.2 avec 2 sorties.

Cei ramène le nombre d'exécutions à des limites raisonnables. Les cotes d'encombrement et de fixation ainsi que les tolérances ont naturellement été précisées pour permettre l'interchangeabilité.

VI. — **Conclusion.**

Comme indiqué précédemment, on a cherché à développer des condensateurs « tous usages » de prix et encombrement acceptables. On peut se demander si, dans l'état actuel de la technique, on peut espérer obtenir des performances nettement supérieures :

En excluant la réalisation toujours possible, d'un modèle spécial mieux adapté à un cas particulier que la série normalisée, nous pouvons notre l'existence des réalisations étrangères de formules voisines suivantes :

— Condensateurs tubulaires utilisables jusqu'à + 125° C, (imprégnant résine synthétique polymérisable), d'encombrement analogue à la série normalisée.

— Condensateurs comparables à la série normalisée en boîtiers parallélépipédiques, utilisables en courant continu avec pour températures limites − 30 et + 85°C. Leur imprégnant (diphényl choré) autorise une réduction d'encombrement substantielle (30 à 50 %) et un emploi à des tensions de service élevées.

— Condensateurs au papier métallisé. Ceux-ci présentent l'intérêt d'un encombrement réduit, cette qualité étant surtout marquée pour les faibles tensions de service, mais certaines de leurs performances sont inférieures à celles obtenues avec les autres techniques (Résistance d'isolement).

Ces réalisations ont en commun l'emploi de papier imprégné et pour une même exécution (professionnelle étanche) leur prix sont assez voisins de ceux des séries « normalisées » pour autoriser une comparaison valable. L'étude comparée des performances montre qu'aucune de ces techniques n'est susceptible de remplacer les séries normalisées pour un emploi « tous usages », l'amélioration d'une performance ayant en général pour contrepartie la réduction d'une autre. Il est donc permis d'affirmer que les séries normalisées ci-esssus constituent pour l'instant un optimum. Etudiées rationnellement elles constituent un compromis entre des exigences multiples, avec un fonctionnement sûr et un encombrement minimum. Elles ont d'ailleurs fait l'objet d'une expérimentation poussée,

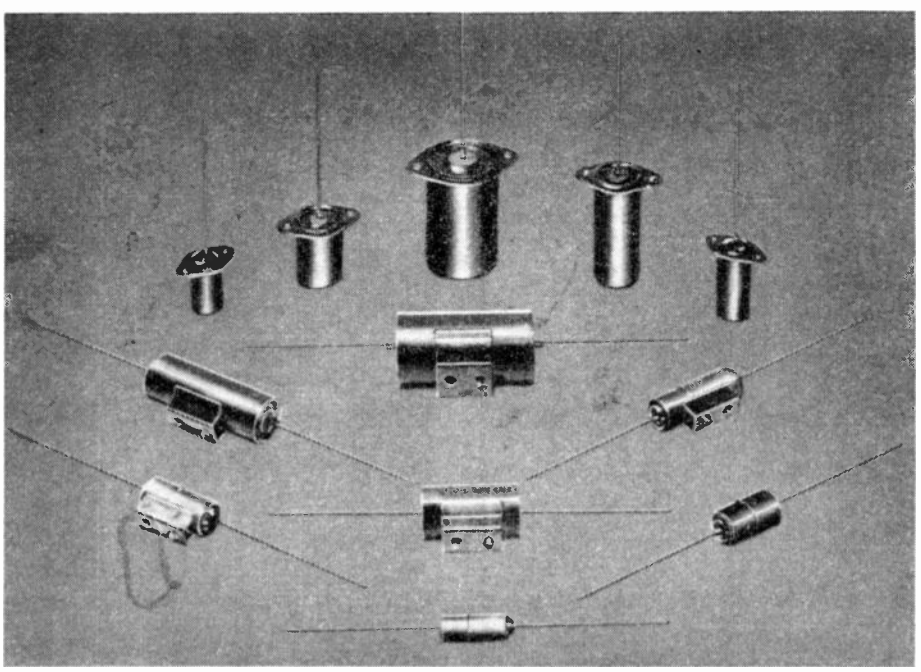


FIG. 17. — Série tubulaire (Cliché dû à la courtoisie de S.I.R.E.).

et sont utilisées sur des matériels importants depuis 2 ans pour les tubulaires, 3 pour les parallélépipédiques.

Il n'est pas possible de terminer sans mentionner les espoirs que font naître les imprégnants synthétiques nouveaux (exemple Lanosterol de K = 12) et surtout les films plastiques tels que le Mylar (téréphtalate de polyéthylène), métallisés ou non ; tant au point de vue performances que gamme de température, ou encombrement (capacités 1 000 pF à 1 μF et même 10 μF). Le délai nécessaire à leur développement industriel en France, et leur prix actuellement 6 à 10 fois supérieur à celui du papier imprégné) rendront malheureusement pour un temps leur emploi exceptionnel.

Nous nous excusons de la longueur de cet exposé, motivée par le désir de convaincre les techniciens de l'intérêt des condensateurs développés, tout en donnant quelques indications sur leur emploi. Ajoutons qu'ils font l'objet de projets de Spécifications élaborés en collaboration par la Commission Technique du S.P.E.R.* présidée par Monsieur Courtillot et par la Commission Technique du Syndicat des Constructeurs Français de Condensateurs Electriques fixes.

Remerciements : Le développement de matériels de ce genre ne peut être que le fruit d'une collaboration. Nous tenons donc à remercier les firmes utilisatrices qui ont accepté la discipline de séries normalisées et les fabricants qui outre le concours de leur expérience ont assumé les frais des outillages. Sur le plan technique, nous tenons à citer :

— pour la série en boîtiers parallélépipédiques, la collaboration des Présidents successifs de la Commission Technique du Syndicat des Condensateurs MM. Boussanges et Ortel.

— pour la série tubulaires, celle de MM. Quentin et Mayeur des Ets S.I.R.E.

* Syndicat des Industries de Matériel Professionnel Electronique et Radioélectrique.

BIBLIOGRAPHIE SOMMAIRE

The dielectric losses in impregnated paper, Whitehead, *Trans. A.I.E.E.*, juin 1933.

Impregnated paper insulation, Whitehead, Livre édité par Wiley and Sons, 1935.

Life of impregnated paper condenser, Katzman, *Electronics*, juin 1938.

Important properties of electrical insulating papers, Race, Hemphil & Endicott, *G.E. Review*, déc. 1940.

The dielectric strenght and life of impregnated paper, Whitehead, *Trans. A.I.E.E.*, déc. 1940, avril 1945.

Manufacture of condenser paper, Schweitzer, *F.M. Radio Electronics*, févr. 1946.

High speed life test for capacitor paper, *Bell Laboratories record*, janv. 1947.

Direct Voltage performance test for capacitor paper, Sauer & Mc Lean, *P.I.R.E.*, août 1949.

Power capacitors, R.E. Marbury, Livre édité par Mac Graw, 1949.

Electrical testing of capacitor paper, Endicott, *G.E. Review*, sept., 1949.

Factors affecting the life of impregnated paper capacitor, Church *P.I.E.E.*, mars 1951.

Condensateurs au papier imprégné au Pyralène, Coquillon, *R.G.E.*, mai 1952,

A.S.T.M. Edition, 1952.

Comportement des condensateurs en haute fréquence, Hartmann, *Bulletin A.S.E.*, mars 1953.

Some characteristics and limitations of capacitor components, Podolsky, Proceedings of the 1953 Electronic Components Symposium.

Notice « Papier à condensateurs » de Schoeller & Hoesh, 1953.

Vinylcarbazol et polyvinylcarbazol, H.R. Jacobi, *Kunststoffe*, octobre 1953.

Dielectric materials and applications, Von Hippel, Livre édité par Willey and Sons en 1954.

Notice du Pont de Nemours concernant le Mylar, 1954.

Techniques for measuring capacitor dielectric absorption, *Tel. Tech.*, février 1955.

Cette bibliographie concerne presque uniquement les condensateurs au papier imprégné. Elle peut être complétée par les références nombreuses figurant à la plupart des articles cités.

LES DIODES
A POINTE A CRISTAL DE GERMANIUM

PAR

R.M. HENRY

Ingénieur E.S.P.C.I.
à la Compagnie Française Thomson-Houston

I. Introduction.

Le principe du dipôle détecteur formé par un contact métallique ponctuel sur certains cristaux est connu depuis longtemps : le détecteur à galène en fut le premier exemple. Ses propriétés, permettant la réalisation de redresseurs et de photoconducteurs, ont été révélées presque au début du siècle. Seule, subsiste la seconde application suivant laquelle un récent développement a permis d'obtenir les mielleures sensibilités connues dans la détection du proche infra-rouge. La première application, évincée par l'apparition des diodes à vide et à gaz, a été reprise activement depuis quelques années avec d'autres matériaux dont le chef de file est le germanium.

Nous ne dirons que quelques mots de l'aspect théorique du problème pour nous étendre un peu plus sur la technologie du montage de la diode à pointe et sur les résultats que nous avons obtenus dans ce domaine.

II. Remarques sur la théorie du contact ponctuel.

Nous supposons connues les notions, de mouvement des électrons dans les métaux, de semi-conducteurs contaminés type *n* et *p*, et la théorie physique de leur contact.

Dans une diode à pointe à cristal de germanium, celui-ci est du type *n*. Si la pointe métallique est simplement appuyée sur le cristal, c'est le contact décrit par BARDEEN. Si la pointe est soudée au cristal mais est constituée par un métal ne donnant pas de niveaux d'impuretés dans le germanium (pointe en Platine-Ruthénium par exemple) on admet qu'il se crée au voisinage du contact une zone de germanium *p* très faiblement contaminée. Si la pointe soudée est constituée par un métal donnant des niveaux d'impuretés (pointe en or par exemple) nous avons une véritable micro-jonction *n-p*, le deuxième cas se rapprochant plus du premier que du troisième.

La théorie mathématique du courant électrique *i* traversant une diode à contact ponctuel, en fonction de la tension aux bornes *V* et de la température absolue *T*, est plus ou moins complexe suivant les hypothèses de départ sur la conductivité, les effets thermiques, la géométrie du contact. Une équation de la forme :

$$i = i_S \left(e^{\frac{eV}{kT}} - 1 \right)$$

où :

— i_S, qui est une fonction de *T*, désigne la somme algébrique des courants générateurs de lacunes et d'électrons,

— *e* la charge de l'électron et

— *k* la constante de Boltzmann,

décrit assez bien le phénomène.

La terminologie adoptée est la suivante :

— pointe positive, *Ge* négatif : *V* positif. C'est le sens direct ou passant.

— pointe négative, *Ge* positif : *V* négatif. C'est le sens inverse ou bloqué.

L'analyse prévoit que le courant dans le sens inverse, à tention négative constante, doit doubler pour

une augmentation de température de 14,5ºC dans le cas d'une pointe en Platine Ruthénium, tous les 11ºC dans le cas d'une pointe en or.

De plus, nous voyons que le quotient $\frac{di}{dV} : i$, à une température donnée et pour V positif et supérieur à quelques dixièmes de volt $\left(e^{\frac{eV}{kT}} \gg 1\right)$ est une constante égale à :

$$\frac{di}{dV} : i = \frac{e}{kT} = 39$$

Ajoutons que la tension appliquée dans le sens bloqué ne peut dépasser une valeur de tension disruptive ou tension de claquage Vc liée théoriquement à la résistivité ρ du germanium, par la formule : $Vc = 100\ \rho$ dans laquelle Vc est exprimée en volts et ρ en ohm/cm.

III. Technologie du montage d'une diode à pointe.

Lorsqu'on veut mettre au point un modèle de

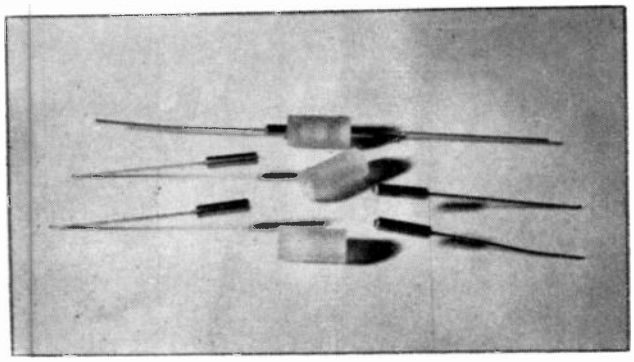


Fig. 1

diode à pointe, on doit étudier successivement les points suivants :

— le contact proprement dit : la nature de la pointe, les traitements effectués sur le cristal, le mode de contact (pression ou soudure).

— la cartouche de protection contre les influences extérieures naturelles ou voulues lorsqu'elles correspondent à des normes d'essais.

Ces deux points sont plus ou moins liés par les répercussions du type de montage sur le contact. Les solutions sont très nombreuses et l'une d'elles correspond à la diode à pointe C.F.T.H. que nous allons décrire ici.

Deux pistons petits en nickel sont emmanchés face à face suivant l'axe d'une cartouche cylindrique en araldite dont le décolletage intérieur se termine à chaque extrémité par deux entrées coniques. Sur chacune de ces ouvertures un ciment est déposé.

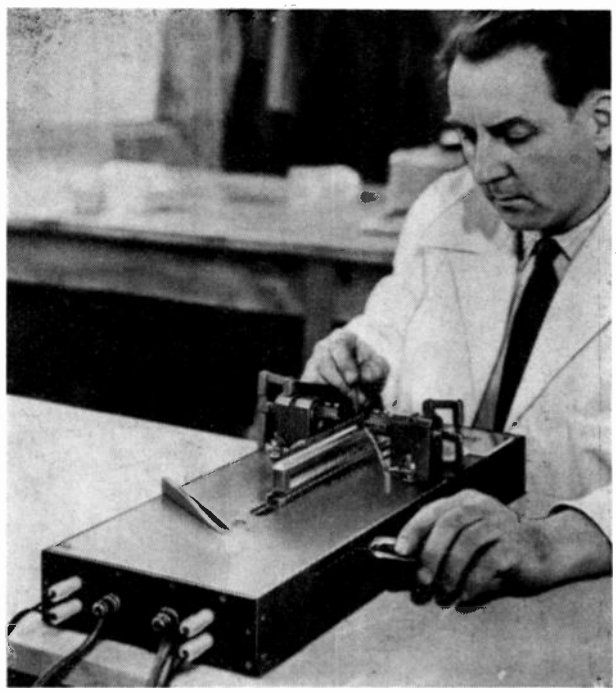


Fig. 2

Sur une des électrode est soudé à l'étain un petit cristal de germanium de base carrée (1 × 1) mm² ; la figure 2 montre le dispositif qui permet d'effectuer cette opération.

Sur l'autre électrode est soudé électriquement le contact métallique, petit fil en Platine-Ruthénium ou en or suivant le cas, la figure 3 représente l'ensemble mécanique permettant cette opération.

Après soudure, le cristal de germanium est poli électrolytiquement ou décapé chimiquement ; l'opé-

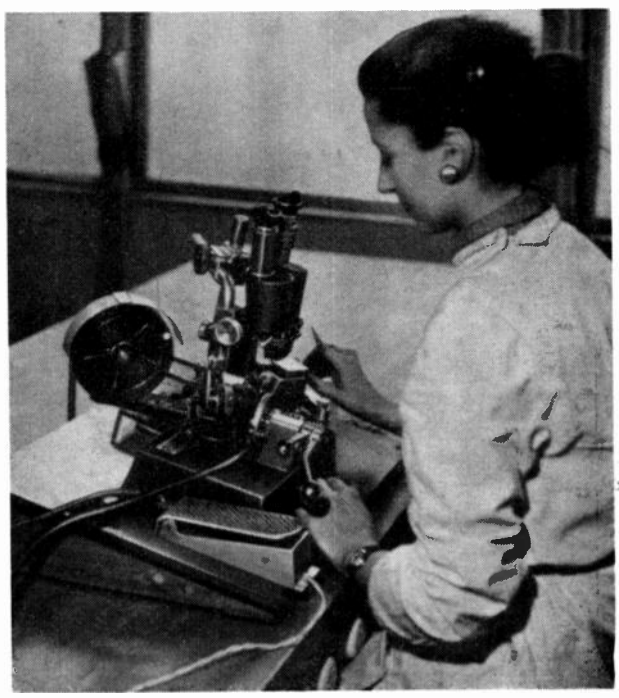


Fig. 3

ration a un double but : nettoyer la surface et enlever la couche superficielle perturbée. La pointe métallique est simplement dégraissée.

L'assemblage de ces pièces se fait sur une machine visible sur la figure 4 ; la pointe est soudée au germanium par passage d'un courant électrique pendant un temps très court. La figure 1 montre aussi une de ces diodes montées puis cimentées à chaque extrémité à l'aide d'une résine thermodurcissable.

La figure 5 représente quelques diodes terminées, marquées sur une machine à report classique.

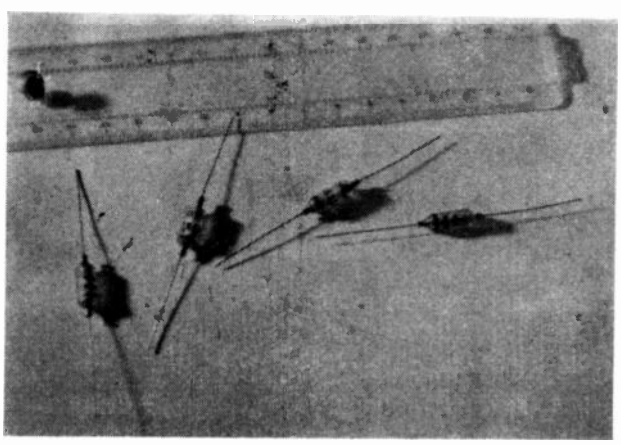


FIG. 5

IV. Caractéristiques électriques.

Les caractéristiques statiques de ces diodes sont déterminées en mesurant les courants passant à + 1 volt, à – 10 volts, – 50 volts, – 100 volts, ainsi que la tension de claquage par la lecture de la chute de tension aux bornes pour un courant imposé de 4 mA ; ces mesures permettent un premier classement ; puis toutes les diodes subissent trois cycles de température ayant chacun une durée de 3 heures, entre la température ambiante et 70 °C. Elles sont

FIG. 4

conservées un mois avant d'être à nouveau et définitivement classées.

a) Caractéristiques statiques.

Pour une résistivité donnée du cristal de germanium les courants directs à + 1 volt, inverses à – 10, – 50, – 100 volts, tensions de mesure généralement adoptées, ainsi que les tensions inverses de claquage, se répartissent sur des courbes de Gauss, les écarts moyens caractérisant la qualité d'une fabrication. De nombreuses mesures sur les deux catégories de pointes nous permettent de tracer des domaines enfermant 90 % des diodes et que montre la figure 6.

Les principales caractéristiques de ces diodes sont les suivantes :

TYPES	Courant direct minimum à + 1 V	Courant inverse maximum à – 10 V	Courant inverse maximum à – 50 V	Courant inverse maximum à – 100	Tension inverse de claquage	Courant moyen maximum redressé
1 N 63	4 mA		50 µA		125 V	50 mA
1 N 70	3 mA	25 µA	300 µA		125 V	30 mA
1 N 75	2,5 mA		50 µA		125 V	50 mA
1 N141	20 mA		50 µA		85 V	65 mA
1 N143	40 mA			100 µA	125 V	110 mA

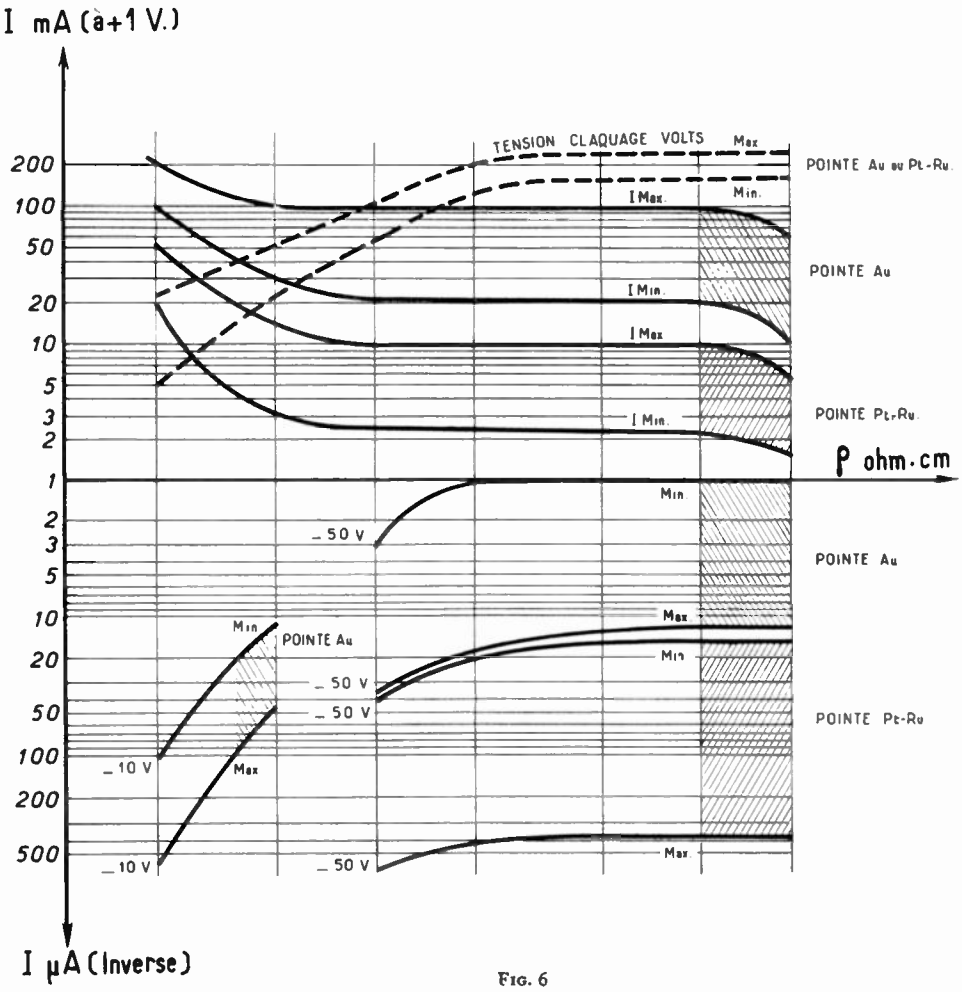


FIG. 6

La stabilité semble très bonne. De nombreuses diodes des différents types ont été soumises, pendant plusieurs semaines, à une tension inverse suffisamment faible pour éviter tout effet thermique. La mesure quotidienne des courants inverses correspondants nous a montré que, dans tous les cas, ceux-ci ne faisaient que suivre les fluctuations de la température ambiante.

b) EVOLUTION DES CARACTÉRISTIQUES STATIQUES EN FONCTION DE LA TEMPÉRATURE.

Il est superflu d'insister sur les inconvénients de la croissance du courant inverse d'un redresseur au germanium en fonction de la température et sur les espoirs qu'a fait naître le silicium dans ce domaine. Les courbes de la figure 7 représentent l'évolution du logarithme du courant inverse à -10 V en fonction de $\left(\frac{1}{T}\right)$, T étant la température absolue, pour trois diodes à pointe en Platine Ruthénium et pour deux diodes à pointe en or. Les segments en pointillé correspondent aux pentes théoriques.

Les courbes de la figure 8 représentent la variation du courant direct à $+$ 1 V et de la tension inverse de claquage de trois diodes 1N63, 1N70, 1N75.

Nous ne ferons pas l'analyse des écarts de ces résultats avec la théorie, ce problème faisant l'objet de nombreux articles dans la littérature.

c) CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES.

En ce qui concerne le rapport constant $\frac{di}{dV} : i$ entre la pente dynamique en un point, dans le sens passant, et le courant correspondant, rapport pour lequel nous avons cité la valeur théorique $\frac{e}{kT} = 39$, on remarque que la valeur moyenne expérimentale de ce rapport est égale à 1,8, ce qui montre que dans l'équation :

$$i = i_S \left(e^{\frac{eV}{kT}} - 1\right)$$

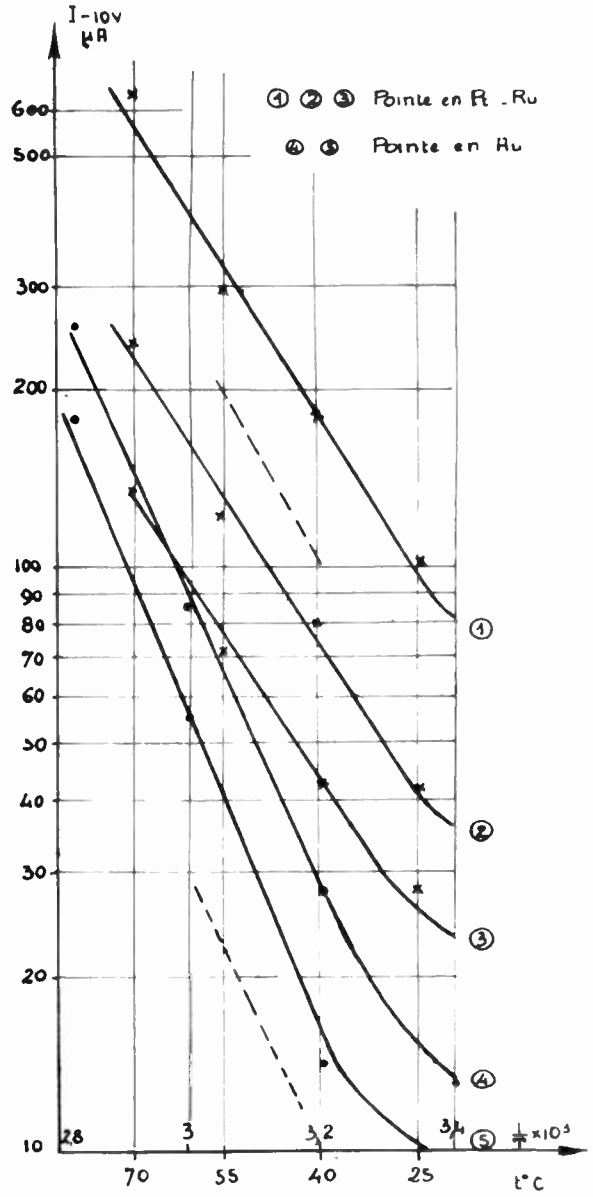


FIG. 7

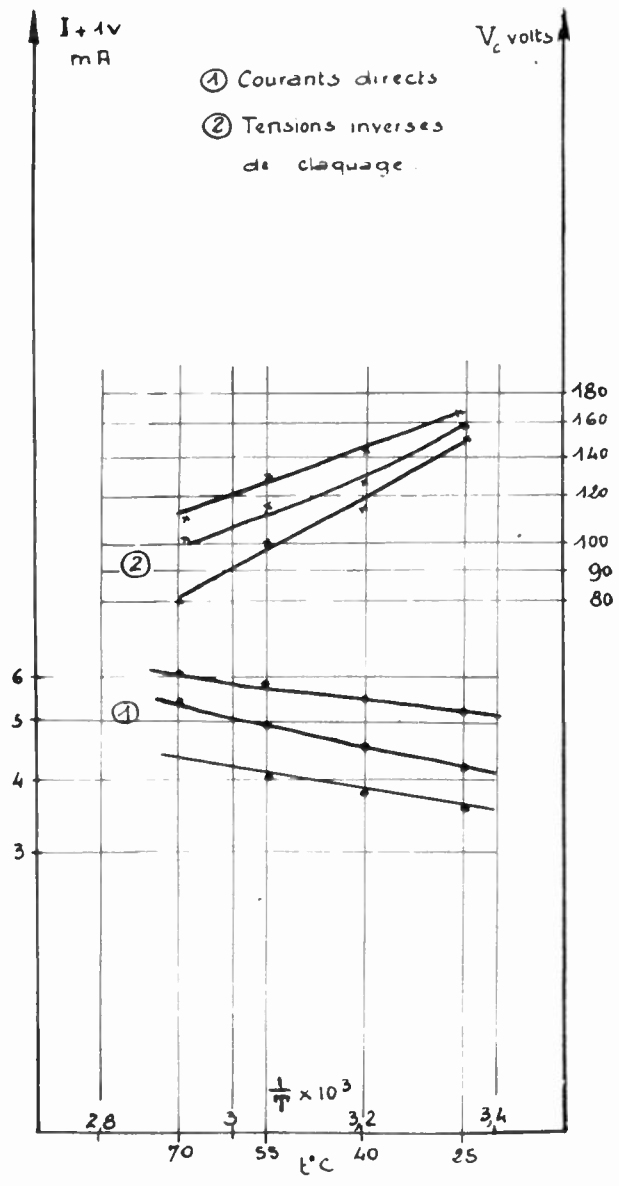


FIG. 8

la tension V, de part et d'autre du contact, est bien plus petite que la tension appliquée aux bornes de la diode : la résistance du cristal de germanium en effet n'est pas négligeable par suite de l'étranglement des lignes de courant au contact et il faut en tenir compte, alors que dans le cas d'une diode à jonction elle peut être négligée.

Si le courant redressé par une diode devient suffisamment grand, le contact s'échauffe et il devient nécessaire de ne pas dépasser une certaine puissance sous peine de détérioration. Il est possible de connaître la température atteinte par le contact. Il suffit pour cela de mesurer le courant inverse, à – 10 volts par exemple (tension suffisamment faible pour ne pas créer d'échauffement propre), en fonction de la température ambiante, puis de refaire la même mesure en fonction du courant redressé, par commutation rapide, d'où l'on en déduit la température au contact pointe-germanium (figure 9).

Une autre méthode consiste à mesurer la force thermoélectrique du couple défini par le contact.

On peut critiquer ces méthodes en faisant remarquer que, lors de la première mesure, il n'y a aucun gardient de température ce qui n'est précisément pas le cas lors du fonctionnement ; il ne semble pas que cette critique soit à retenir.

Ces mesures permettent de définir un courant redressé maximum, variable suivant les types de diodes, qu'il ne faut pas dépasser, auquel correspond une puissance dissipée bien déterminée dont la valeur doit être diminuée d'un certain nombre de milliwatts lorsque la température ambiante croît ($\simeq$ 10 mW /10°C).

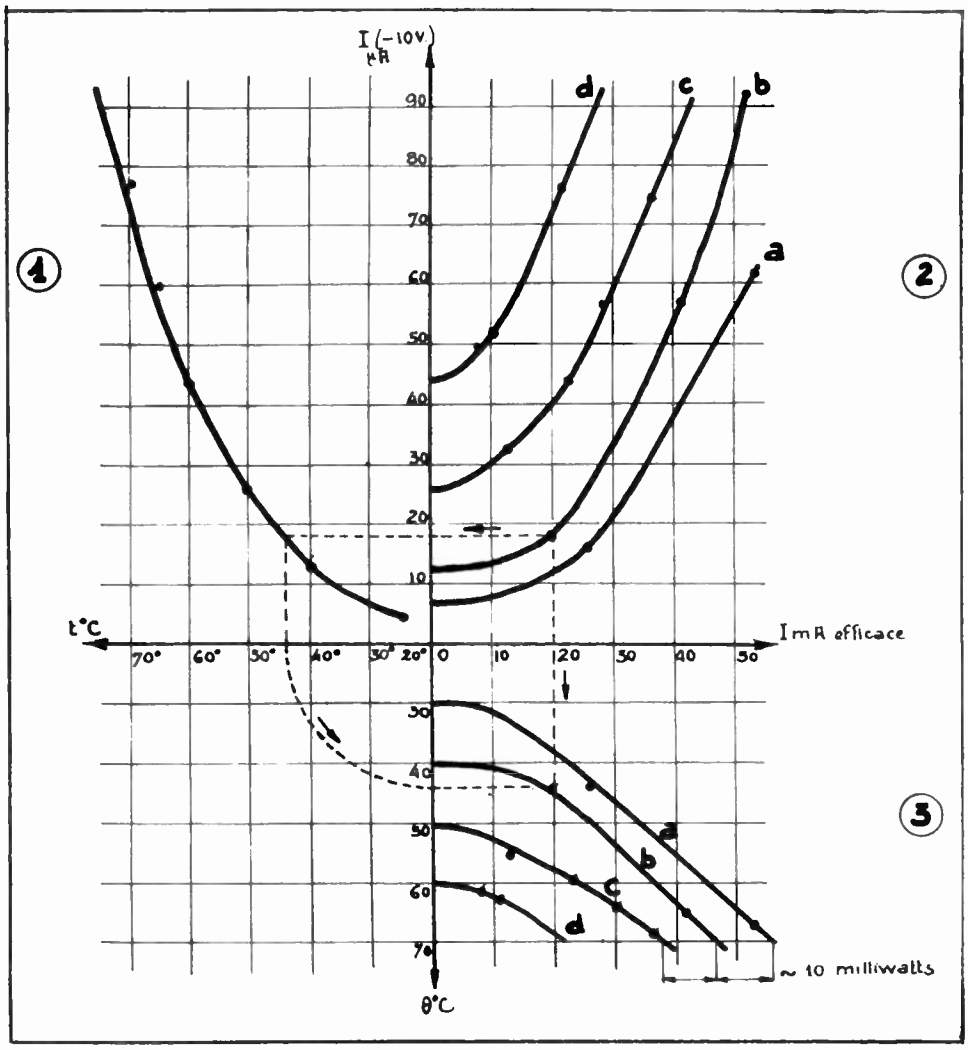


FIG. 9.

(1) Courant inverse à —10 volts en fonction de la température ambiante.

(2) Courant inverse à —10 volts en fonction du courant redressé pour différentes températures ambiantes (a, b, c, d = 30, 40, 50, 60 °C.).

(3) Courbes de la température du contact pointe — *Ge* en fonction du courant redressé.

Nous ne parlerons pas de l'efficacité de redressement en fonction de la fréquence, de la capacité du contact, ni de la réponse transitoire ; ces mesures dépendent par trop des méthodes et des appareils employés et une description nous mènerait trop loin. Disons simplement que les limites d'utilisation en fréquence pour les deux types de pointes, Platine Ruthénium d'une part, or d'autre part, semblent être voisines.

d) COMPORTEMENT AUX ESSAIS MÉCANIQUES (TRACTION, VIBRATIONS, CHOC).

Les résultats obtenus sont excellents en ce qui concerne les diodes à pointe en Platine-Ruthénium. Il en est de même pour les pointes en or.

Pour l'essai de traction on applique suivant l'axe des diodes une force correspondant à la traction d'un poids de 2 kilogrammes.

L'essai de vibration consiste en un mouvement alternatif d'amplitude égale à ± 1 mm avec une accélération maximum de 10 g, pour deux directions perpendiculaires entre elles et dont l'une est l'axe de la diode.

L'essai de choc est réalisé en faisant tomber la diode d'une hauteur de 2 m sur un sol en ciment.

V. **Conclusion**.

Les avantages évidents des diodes à pointe à cristal de germanium sont : faible volume (figure 5), faible poids (inférieur au gramme) et absence de filament émissif, donc de chauffage. La technologie et l'étude de ces diodes progressent ensemble et leur avenir semble très favorable.

DIODES A JONCTION DE PUISSANCE AU GERMANIUM

PAR

B. DREYFUS-ALAIN

Ingénieur-Docteur

Ingénieur E.S.P.C.I.
à la Compagnie Française Thomson-Houston

Une des principales critiques faites à l'encontre des éléments à base de germanium et des diodes à jonction en particulier, a trait à leur sensibilité à toute variation de température. Aussi, avons-nous pensé qu'il était utile de donner quelques indications concernant l'évolution des caractéristiques d'une jonction, en fonction de la température.

Rappelons, avant de présenter quelques résultats de mesures faites dans ce sens, que les techniciens ont entrepris de nombreuses études pour se soustraire aux effets thermiques nuisibles. Nous ne ferons que signaler ici, celles qui ont été conduites pour mettre en œuvre de nouveaux matériaux semi-conducteurs. Mais attendu que les recherches dans ce sens sont à peine amorcées et que l'avenir reste encore incertain à ce sujet, il fallait pour l'immédiat permettre l'utilisation convenable des dispositifs actuellement disponibles. Ceci peut se faire soit par l'étude de circuits appropriés (cas des transistrons), soit par des conditions d'utilisation convenablement choisies pour éviter que les dispositifs s'échauffent et assurer ainsi leur sécurité de fonctionnement donc leur durée de vie.

La seconde partie de cet article consacrée plus précisément aux diodes à jonction de puissance au germanium, montre bien qu'on a su non seulement vaincre, mais encore maîtriser totalement ce facteur thermique. Ainsi peut-on mettre à la disposition de l'utilisateur une gamme très étendue de dispositifs au germanium, aux caractéristiques remarquables et de durée de vie pratiquement illimitée.

Evolution de la caractéristique statique inverse d'une jonction au germanium, en fonction de la température.

1° Pour des diodes a jonction ne débitant pas de courant.

On peut suivre facilement l'évolution de la caractéristique statique inverse en fonction de la température. Les courbes de la figure 1 rassemblent quel-

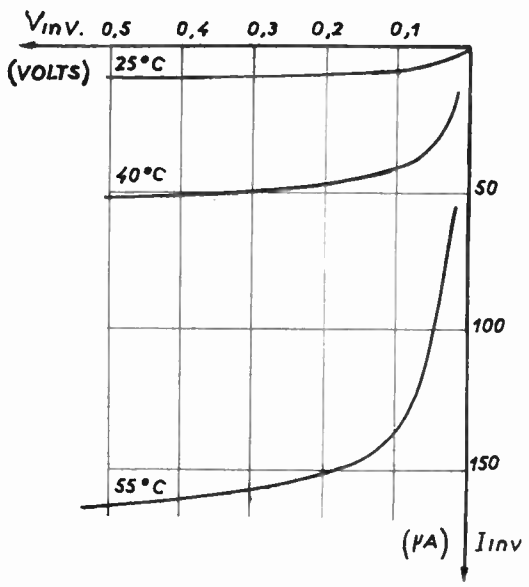


Fig. 1.

ques résultats de mesures effectuées au voisinage de l'origine entre 25°C et 55°C de température ambiante.

Mais cette façon d'opérer n'apporte pas beaucoup d'enseignement car elle permet seulement de vérifier la loi bien connue, prévue théoriquement, à savoir que le courant inverse double de valeur quand la température augmente de 11°C. Ce qui nous paraît plus instructif, est de suivre l'évolution d'un point de la caractéristique inverse pris sur le palier de saturation pour plusieurs diodes. Ainsi en portant son attention sur des diodes 1N92 et en suivant le courant inverse pour une tension continue de –45 Volts, on peut tracer la loi de variation du courant inverse en fonction de l'inverse de la température. Cette loi à allure exponentielle peut être représentée par des courbes d'après l'équation $\log I = f\left(\frac{1}{T}\right)$.

Pour trois diodes 1N92 sur lesquelles ces mesures ont été faites, on constate, figure 2, un assez bon parallélisme de leurs évolutions.

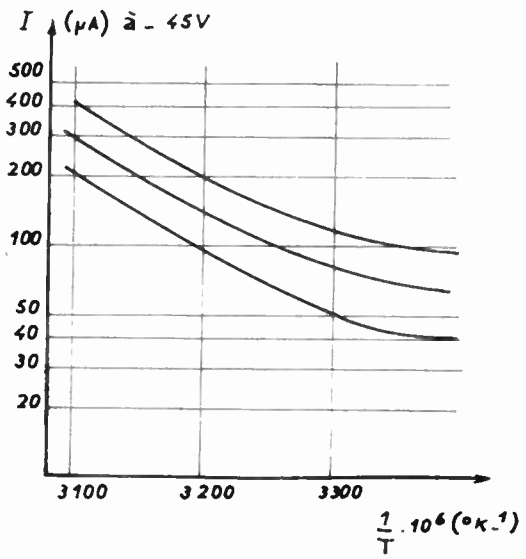


FIG. 2.

2º POUR DES DIODES A JONCTION FONCTIONNANT A LA LIMITE DE LEURS POSSIBILITÉS NORMALES.

La même évolution que ci-dessus a été suivie sur les diodes en fonctionnement sous leur tension crête maximum et avec un débit maximum. Les trois mêmes diodes ont encore dans ce cas une évolution parallèle (figure 3).

Il est intéressant de comparer ces deux réseaux de courbes. Nous l'avons fait, figure 4, pour l'une de ces diodes. Du parallélisme des courbes ainsi tracées, on peut tirer un certain nombre de renseignements. Supposons la diode en fonctionnement dans les conditions maximum de débit à la température ambiante de 25°C ; le courant inverse à –45 Volts est dans ces conditions de 120 μA. Pour que la même diode fonctionnant sans débit ait à –45 Volts un courant inverse de 120 μA il faut la porter dans une ambiante de 30°C. On en conclut que l'élévation de température due aux pertes dans la jonction est de 5°C dans les conditions de ventilation de l'expérience. Du fait du parallélisme des

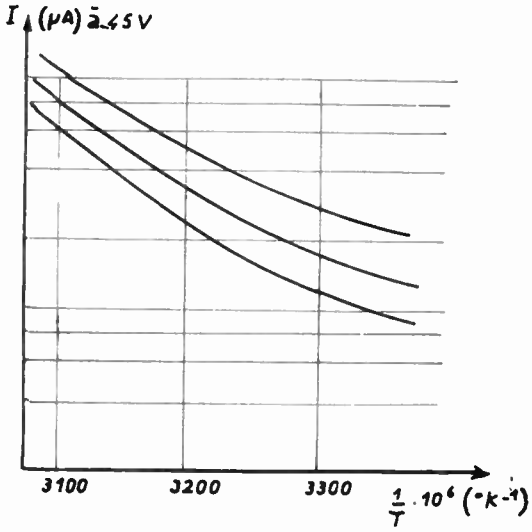


FIG. 3.

courbes, cette élévation de température reste la même dans tout le domaine de température exploré.

Le fait dominant reste que l'élévation de température est fonction des conditions d'évacuation de chaleur de la jonction.

Diodes à jonction de puissance.

Ces résultats se compliquent lorsqu'on cherche à utiliser ces diodes au maximum de leurs possibilités en puissance.

Nous avons vu que la diode en fonctionnement s'échauffait. Or, à toute élévation de température correspond une augmentation du courant inverse, donc une augmentation des pertes qui conduit automatiquement à une élévation de température. Ainsi les effets sont cumulatifs et c'est là que réside la difficulté. Il faut donc que les jonctions travaillent dans des conditions de refroidissement telles qu'on aboutisse à un état stationnaire, c'est-à-dire un état de régime où l'évacuation de chaleur par ce refroidissement soit égale à l'apport de chaleur par les pertes dans la jonction, et ceci à une température ambiante convenable.

Par température ambiante convenable nous entendons une température comprise entre 25°C et 55°C. C'est dans ce domaine que nous avons donné toutes les courbes précédentes. Pour bien faire comprendre l'importance de cette limitation à 55°C reprenons les courbes de la figure 4 dans un domaine de température plus large (figure 5).

Alors que les courbes restent parallèles entre 25°C et 55°C on observe brusquement au-dessus de 55°C la divergence de ces courbes. Cela signifie que les effets cumulatifs dont nous parlions ci-dessus deviennent importants au-dessus de 55°C. Ils sont maîtrisables jusqu'à 75°C mais deviennent

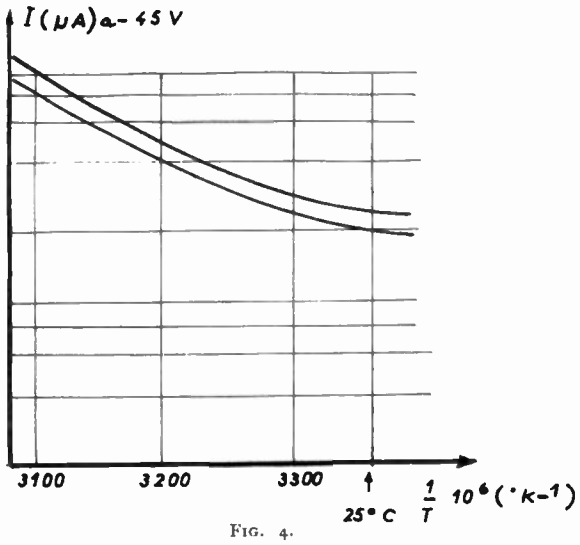


FIG. 4.

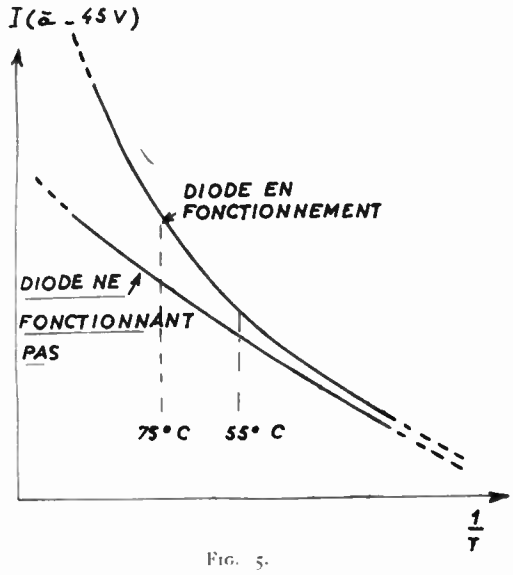


FIG. 5.

considérables au-dessus et risquent alors d'être destructifs.

Ainsi les diodes à jonction de puissance comme les diodes à jonction simples ne peuvent fonctionner qu'en-dessous d'une ambiante de 55°C. D'autre part, le fonctionnement en puissance nécessite un refroidissement. On obtient un bon refroidissement simplement en augmentant la surface de base sur laquelle est soudée la jonction. A titre d'exemple, une diode à jonction capable de redresser 200 Volts crête en débitant 100 mA avec une base de 1 cm² environ, pourra redresser la même tension mais débiter 500 mA si la surface de base est portée à 15 cm² environ. Dans ce domaine de puissance il est habituel de travailler en atmosphère calme non ventilée.

Redresseurs de moyenne puissance au germanium.

Plus aucun obstacle n'empêchait alors le constructeur de fabriquer des montages redresseurs suivant les schémas classiques, à l'aide de ces diodes à jonction sur ailettes de refroidissement et par empilement de celles-ci. C'est ainsi que la Compagnie Française Thomson-Houston est à même de proposer à l'utilisateur 161 montages standards de ces ailettes empilées. Ces montages correspondent aux 8 schémas les plus courants, à savoir : demi-onde, doubleur point-milieu, en pont, en pont pour amplificateur magnétique, triphasé demi-onde, triphasé en pont et triphasé en étoile.

Les avantages présentés par ces redresseurs de moyenne puissance au germanium sur les autres redresseurs secs sont incontestables : volume et poids réduits de 75 %, pertes réduites de 30 % au minimum, meilleure stabilité aux vibrations, pas de vieillissement, réduction du nombre des montages grâce à l'utilisation de montages standards.

L'utilisation de ces montages est très simple si l'on se conforme aux indications de montage du constructeur et aux limites d'utilisation en puissance (figure 7).

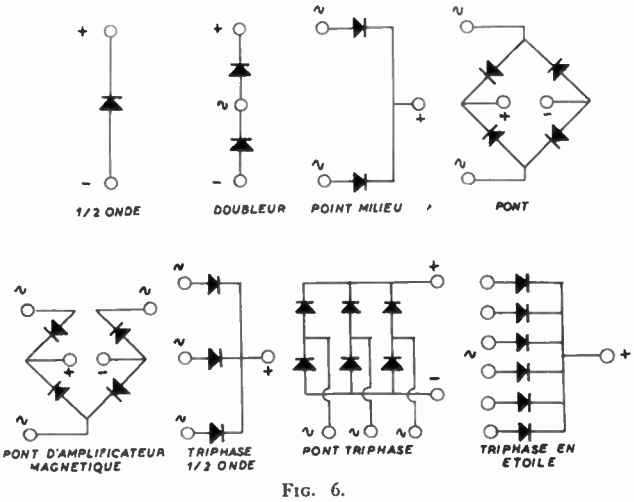


FIG. 6.

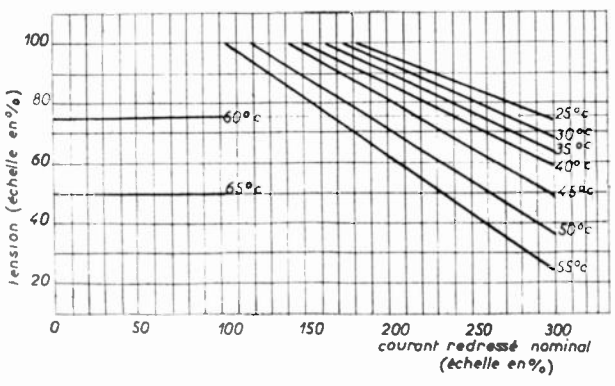


FIG. 7.

A titre d'exemple, résolvons le problème suivant : soit à réaliser un pont monophasé délivrant 175 Volts redressés et 3 ampères sur une charge résistive à une température ambiante maximum de 40°C.

Parmi les montages proposés, nous en choisirons un qui délivre 188 Volts redressés et 2 Ampères sur charge résistive à 55° C, en appliquant à l'entrée une tension alternative efficace de 210 V. Devant opérer à 40°C et non à 55°C, température limite

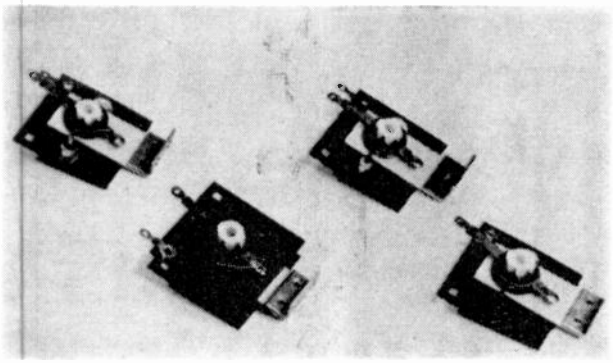


Fig. 8. — 1 N 51 - 1 N 52 - 1 N 53 et 1 N 58. Présentation sur ailette (type redresseur sec).

maximum pour laquelle tous les redresseurs sont calculés, il est possible d'utiliser ce redresseur qui est indiqué pour 2 Ampères, d'autant plus qu'il sera utilisé au-dessous de 188 Volts. En effet, nous reportant aux courbes correspondant à la limite de fonctionnement en puissance nous trouvons qu'à 40°C et à 93% de la tension indiquée $\left(\frac{175}{188} = 0{,}93\right)$ il est possible de débiter un courant dont l'intensité est 1,65 fois l'intensité proposée soit $1{,}65 \times 2 = 3{,}3$ A. Comme la tension de sortie nécessaire est seulement 93% de la tension indiquée, il ne sera nécessaire d'appliquer à l'entrée que $0{,}93 \times 210 = 198$ Volts. Dans ces calculs on a négligé la chute de tension dans chaque cellule, ce qui est parfaitement légitime.

Ce redresseur présente un encombrement de $63 \times 41 \times 143$ mm.

Conclusion.

Ce dernier exemple montre qu'il est simple de trouver une solution rapide aux problèmes de redressement pour des puissances moyennes. Le domaine de puissance s'étend en effet de quelques dizaines de Watts à 500 Watts environ et ceci pour des températures ambiantes inférieures ou égales à 65°C.

Aussi ces réalisations marquent une étape importante dans l'utilisation des dispositifs au germanium.

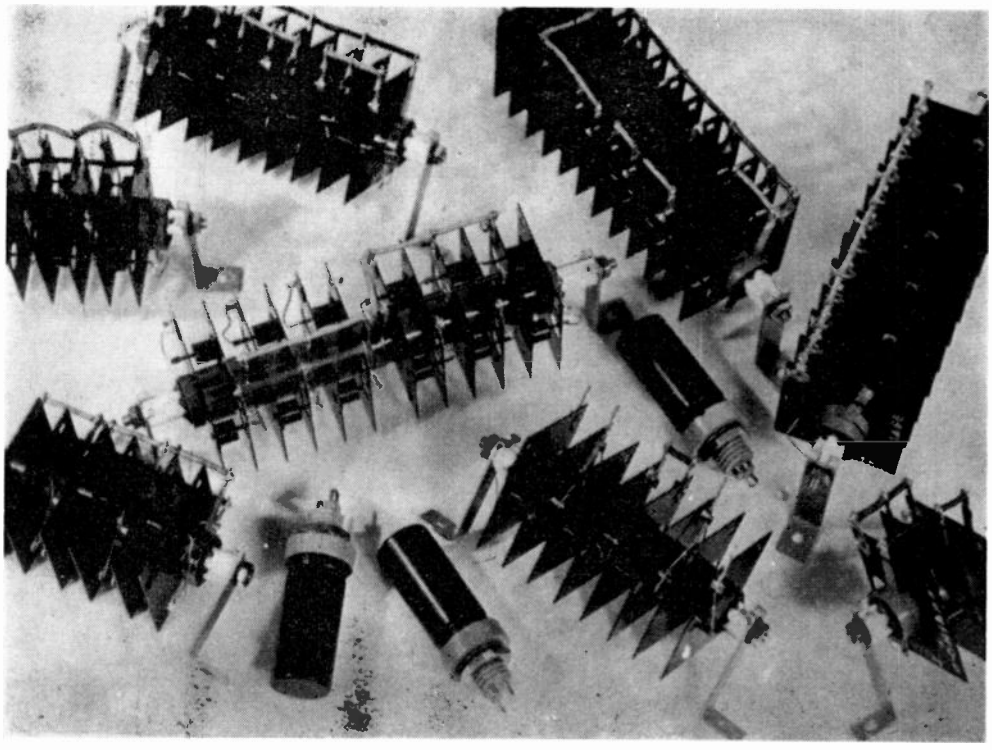


Fig. 9. — Redresseurs de moyenne puissance par empilement d'ailettes et redresseurs en tube (type électronique).

LES REDRESSEURS DE PUISSANCE AU GERMANIUM

PAR

M. SASSIER

Ingénieur E.S.P.C.I.
à la Compagnie Française Thomson-Houston

I. Introduction.

On sait que l'utilisation récente du germanium a conduit à la réalisation de dispositifs très intéressants capables de supplanter, dans certains cas, les tubes électroniques classiques. C'est ainsi que du point de vue de l'encombrement, de la consommation d'énergie et de la durée de vie, les diodes au germanium et les transistrons présentent des avantages indéniables sur les tubes à vide.

Mais une autre application du germanium est en mesure de prendre une place importante en électronique : les redresseurs de puissance susceptibles de fournir plusieurs kilowatts par élément. Comme pour les dispositifs cités plus haut, on retrouve les mêmes avantages : encombrement réduit comparativement aux redresseurs secs actuels de même puissance (oxycuivre — sélénium), rendement excellent, très longue durée de vie et grande stabilité.

II. Quelques généralités sur les redresseurs à jonction.

Les redresseurs de puissance au germanium sont basés sur l'exploitation du même phénomène que les diodes à jonction. Sans revenir sur la théorie des semi-conducteurs que nous supposerons connue, rappelons-en quelques points essentiels.

On sait qu'un semi-conducteur de type n s'obtient en substituant à certains atomes du réseau cristallin ceux d'un élément donneur d'électrons. Ce sont pour le germanium et le silicium des éléments à cinq électrons périphériques, tels que l'antimoine, le phosphore, l'arsenic.

La conductivité de type p s'obtient par l'introduction d'éléments accepteurs d'électrons qui ont des atomes à trois électrons périphériques : gallium, indium, aluminium, bore.

Dans le premier cas, la conduction s'effectue par excès d'électrons, dans le second, par défaut d'électrons ou trous.

On appelle jonction la zone de transition entre deux régions d'un même cristal de semi-conducteur, l'une étant de type p, l'autre de type n. C'est dans son voisinage immédiat que se produisent les phénomènes auxquels on doit les propriétés de redressement. En particulier le phénomène de diffusion des porteurs d'une région vers l'autre provoque la création d'une barrière de potentiel qui s'oppose à la poursuite de cette diffusion. On aboutit à un état d'équilibre dans lequel le potentiel de la région de type n est supérieur à celui de la région p.

Si on applique une tension extérieure V dans un sens tel que la région n devienne plus positive par rapport à la région p, la hauteur de la barrière est augmentée et toute diffusion des porteurs est annulée. On est dans le sens « bloquant ».

En inversant le sens de V, on favorise la diffusion par abaissement de la barrière de potentiel. On est dans le sens « passant ».

Par conséquent, dans le cas des redresseurs au germanium fabriqués à la Compagnie Française Thomson-Houston, et décrits ci-après, le sens passant, dans le cristal, sera dirigé de l'indium vers le germanium.

III. Fabrication des redresseurs de puissance.

a) Principe.

La méthode généralement utilisée pour réaliser une jonction consiste à faire diffuser dans un semi-conducteur d'un type de conductivité déterminé, un élément qui, en tant qu'impureté, donne une conductivité de type opposé, par exemple l'indium dans le cas du germanium type *n*.

Le mécanisme par lequel s'effectue la diffusion de l'indium dans le cristal peut être déduit du diagramme de solubilité *In – Ge* représenté sur la figure 1.

Quand l'indium fond, le germanium avec lequel il est en contact se dissout ; la température et la

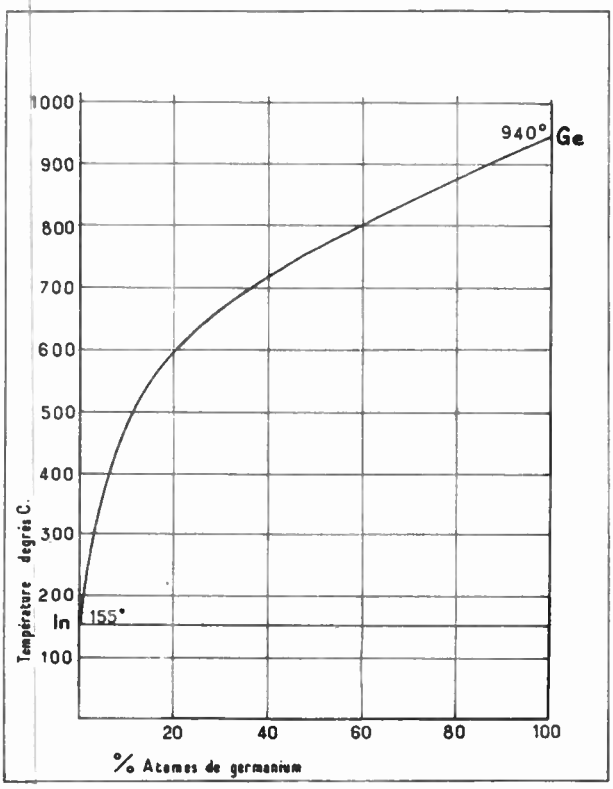


Fig. 1.

concentration s'élèvent progressivement, le point représentatif se déplaçant sur la courbe. Lorsque la température imposée par le dispositif de chauffage est atteinte, la pénétration de l'indium est beaucoup plus lente, car on obtient une solution saturée en germanium. Si on trace la courbe représentant la concentration relative en indium en fonction de la profondeur dans le cristal, on obtient le diagramme de la figure 2. Dans la région supérieure, on est en présence d'un alliage indium-germanium qui a plus les propriétés d'un métal que celles d'un semi-conducteur de type *p*. Puis la concentration en indium décroît très rapidement jusqu'à équilibrer la concentration en impuretés du semi-conducteur de type *n*. On se trouve au niveau de la jonction.

Du point de vue pratique, on retiendra l'importance des facteurs suivants : température, durée de chauffage, quantité relative d'indium.

b) Technologie.

Le matériau de base est un monocristal de germanium découpé en lamelles d'environ 1 mm d'épaisseur. Pour éliminer la couche perturbée par le sciage, on procède à un polissage suivi d'une attaque chimique superficielle.

Ainsi préparés, les cristaux de germanium sont soudés à l'étain sur une base métallique étamée.

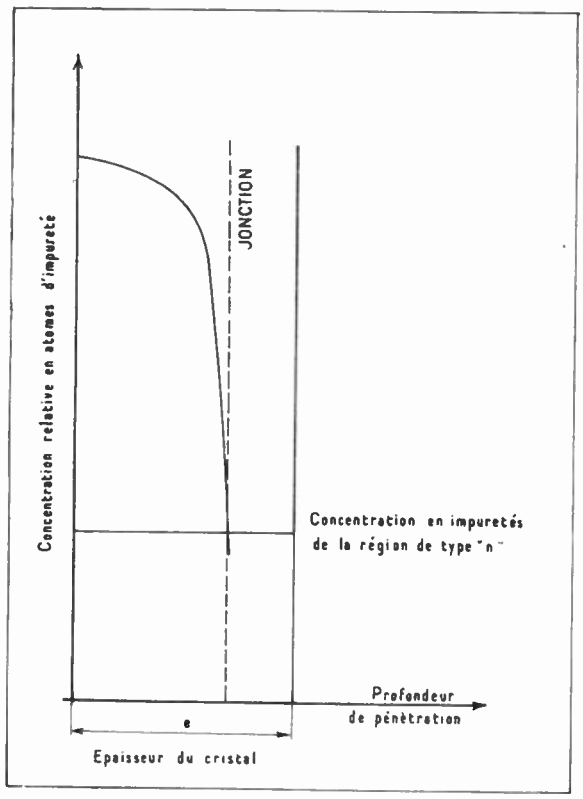


Fig. 2.

Toutes précautions doivent être prises pour obtenir un mouillage parfait du cristal par l'étain ; les opérations qui se font à température élevée ont lieu en atmosphère neutre ou réductrice.

Une électrode recouverte d'indium est posée sur le cristal.

On chauffe l'empilage obtenu, à une température et pendant une durée qui dépendent de la surface de diffusion et de l'épaisseur de germanium, facteurs liés à la quantité relative d'indium par rapport au germanium. La détermination précise de ces données

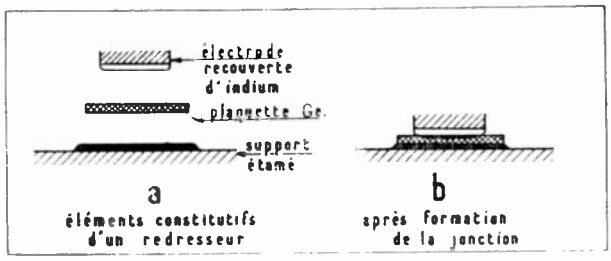


Fig. 3.— Schéma de principe pour la réalisation d'un redresseur.

doit être faite empiriquement par contrôle des caractéristiques obtenues et par observation des phénomènes correspondant aux cas extrêmes. En général, un chauffage excessif ou une trop grande quantité d'indium provoquent une pénétration rapide et totale avec court-circuit à travers le germanium.

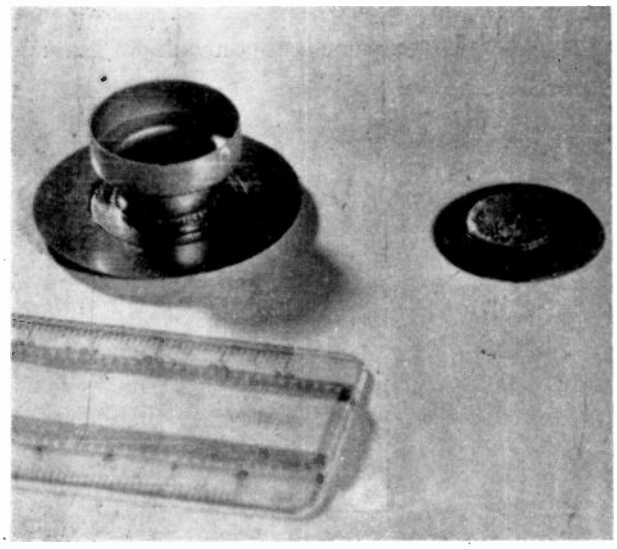


FIG. 4.
Eléments redresseurs avant fermeture

Un chauffage insuffisant ou trop peu d'indium conduisent à de mauvaises caractéristiques directes.

Signalons comme étant d'une grande importance la nécessité d'opérer avec des métaux très purs. Toutes les manipulations sont effectuées dans les meilleures conditions de propreté et même les gaz doivent subir une purification avant emploi.

Dans certains cas, les traitements précités sont encore insuffisants pour faire apparaître les caractéristiques de la jonction, car il existe une couche superficielle qui présente des phénomènes de recombinaison importants et court-cirtuite en quelque sorte la jonction. On l'élimine par un polissage électrolytique qui à pour effet de décaper la jonction et d'en révéler les propriétés.

Une autre difficulté intervient dans le cas des jonctions de grande surface : c'est l'obtention de plaquettes de germanium sans aucun défaut et parfaitement homogènes. La moindre imperfection du réseau cristallin de quelque origine soit-elle (cristallisation, sciage, polissage) favorise la pénétration locale de l'indium en risquant de produire un court-circuit, ou bien ce défaut est accentué par les traitements de polissage électrolytique et de décapage, créant des fissures et des piqûres dans le cristal.

c) MONTAGE.

L'élément ainsi obtenu est très sensible d'une part aux corps étrangers venant en son contact (poussières, humidité) et d'autre part à tout échauffement exagéré qui modifie fâcheusement ses caractéristiques.

Deux précautions sont nécessaires : enfermer le redresseur dans une enceinte étanche, et lui adjoindre un dispositif de refroidissement. On peut voir sur les figures 5 et 6 deux solutions utilisées : Enveloppe métallique avec anneau isolant en verre et refroi-

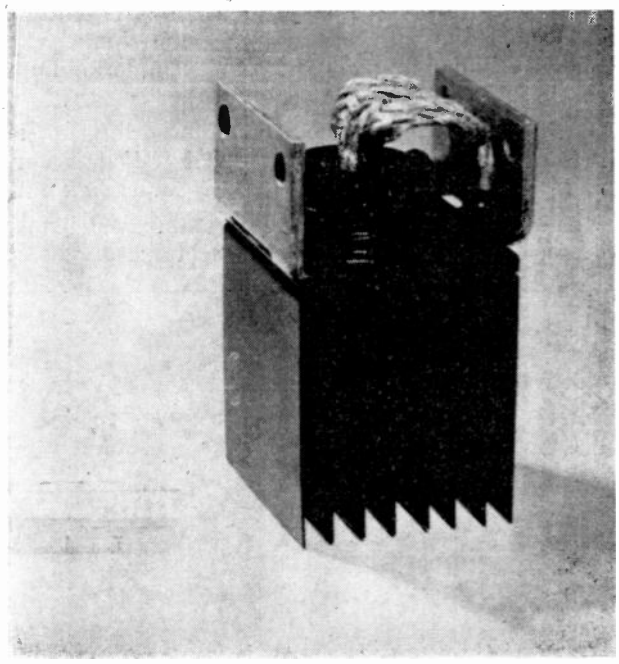


FIG. 5.

disseur à ailettes (pour ventilation forcée) ; Enrobage et plaque de refroidissement unique (pour ventilation naturelle).

La puissance des éléments de la figure 5 peut atteindre plusieurs kilowatts lorsqu'ils sont ventilés de manière efficace. Le refroidissement par convection naturelle des plaques de la figure 6 ne leur assure

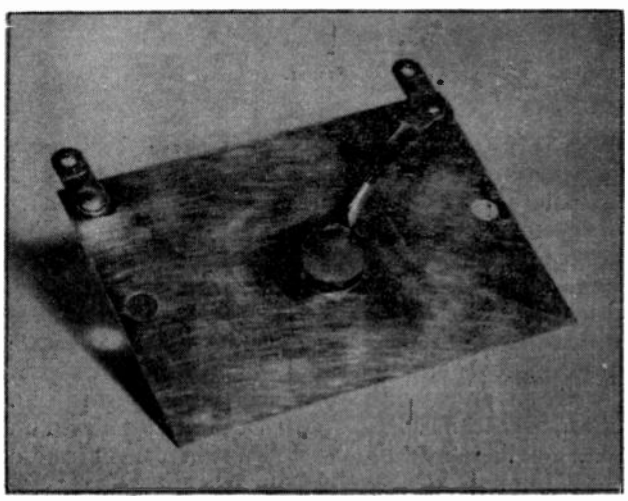


FIG. 6.

qu'une puissance limitée à quelques centaines de Watts.

IV. Caractéristiques des redresseurs de puissance au germanium.

a) Généralités.

Les propriétés idéales d'un redresseur seraient de laisser passer le courant dans un sens, sans chute de tension interne, tout en présentant une résistance infinie à son passage dans l'autre sens, quelle que soit la tension appliquée. De telles caractéristiques sont irréalisables pratiquement, mais il est possible de déterminer théoriquement les limites que l'on peut espérer atteindre en s'appuyant sur la théorie des semi-conducteurs.

L'analyse mathématique des phénomènes montre que pour une transition graduelle entre deux régions n et p sans interposition entre elles de région quasi intrinsèque, le courant à travers la jonction est de la forme :

$$I = I_0 \, (e^{\frac{qV}{kT}} - 1)$$

où :

I_0 = terme correspondant à la somme des courants des porteurs de chaque type engendrés par agitation thermique,

V = tension appliquée (signe + si on est dans le sens passant, signe – dans le sens inverse),

q = charge de l'électron,

k = constante de Boltzmann,

T = température absolue.

Il en résulte que : dans le sens passant la densité de courant croît indéfiniment et exponentiellement avec la tension appliquée ; dans le sens inverse le terme exponentiel devenant rapidement négligeable devant 1, le courant tend vers une valeur limite

En fait, la théorie qui aboutit à ces résultats comporte des approximations ; d'autres limitations interviennent et ne sont accessibles qu'à condition d'apporter un certain nombre de corrections.

Dans le sens passant, la mobilité des porteurs diminue lorsque leur concentration augmente, et parallèlement les méthodes de calcul doivent être modifiées pour se rapprocher du cas de dégénérescence. Il apparaît dans ces conditions une tendance à la saturation du courant direct vers quelques milliers d'ampères par cm².

Dans le sens inverse, la théorie et l'expérience font apparaître une tension de claquage dont la valeur calculée est, en volts :

$$V = \frac{4.10^{-6}}{C}$$

C désignant la concentration atomique relative des impuretés dans la région de transition.

Les conditions techniques ne permettent guère d'envisager des degrés de pureté suffisants pour dépasser 1 000 volts de tension de claquage. Quant à la densité de courant direct, quelques centaines d'ampères par cm² semblent une limite raisonnable étant donné les difficultés rencontrées pour éviter un échauffement trop important de la jonction.

C'est le principal défaut des redresseurs au germanium d'être très sensibles à toute élévation de température. Pratiquement, on ne peut les utiliser au-dessus de 70°C.

b) Caractéristiques statiques des éléments redresseurs.

On a représenté sur les figures 7 et 8 les caractéristiques inverses et directes de redresseurs à jonction de 0,25 cm² montés sur ailettes multiples. Le courant inverse à – 300 volts est inférieur à 10 mA et la chute de tension dans le sens direct est infé-

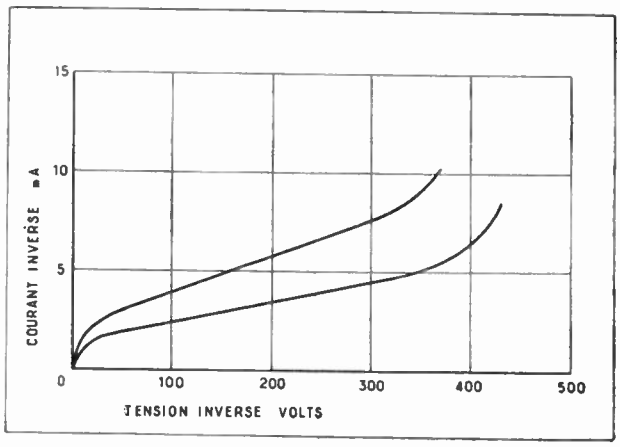


Fig. 7.

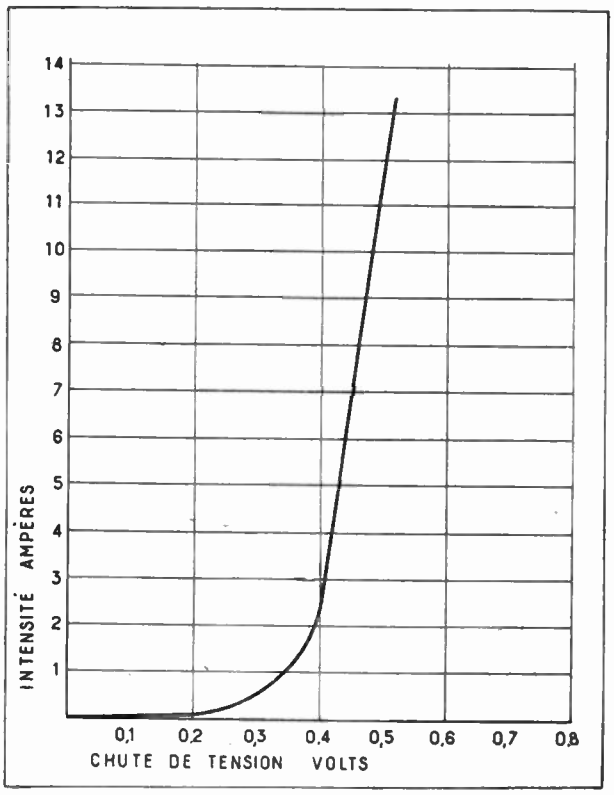


Fig. 8.

rieure à 0,65 volt pour 15 ampères. La tension de claquage est supérieure à 300 volts et, dans certains cas, dépasse 400 volts.

Des jonctions dont la surface s'échelonne entre 0,25 et 2 cm² ont été réalisées ; leurs caractéristiques inverses sont du même type et la chute de tension directe à intensité égale est plus faible pour les grandes surfaces.

c) Influence de la température.

Le courant inverse augmente quand la température croît et théoriquement l'intensité double tous les 11°. La figure 9 montre l'évolution de la

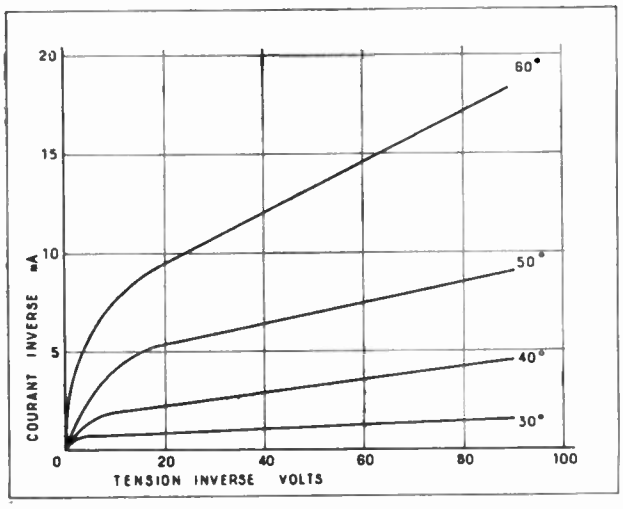


Fig. 9.

caractéristique inverse du point de vue statique, entre 30 et 60°C et l'on peut voir que cette loi est approximativement vérifiée. Normalement, la ventilation doit permettre de maintenir la jonction au-dessous de 60° en régime permanent. On y parvient, pour une densité de courant de l'ordre de 50 A /cm², en envoyant de l'air à la vitesse de 5 mètres /seconde sur les ailettes du refroidisseur. Dans ces conditions, des jonctions de 1,5 cm² peuvent débiter dans un montage en pont triphasé un courant redressé de 75 A par élément en leur appliquant une tension efficace de 50 à 60 Volts.

d) Ensembles redresseurs. — Performances.

Les éléments qui ont été présentés dans les chapitres précédents sont destinés à entrer dans des montages industriels dont on connaît les différents groupements monophasés et triphasés. Ils ont permis dans un dispositif en pont triphasé de faire débiter de façon permanente un groupe d'essai sous 65 volts et 150 ampères continus sans aucun signe de détérioration. D'autres essais sont en cours pour des puissances plus importantes.

Signalons quelques difficultés en ce qui concerne le groupement en parallèle ou en série de plusieurs éléments ; cette opération exige une sélection en raison des légères différences de courant direct ou inverse correspondant aux mêmes tensions appliquées. C'est pour cette raison qu'on adopte généralement les montages de la figure 10 dans lesquels le transformateur comporte plusieurs groupes d'enroulements secondaires. Ils permettent d'atteindre des puissances importantes atteignant 25 kW sous 65 V et 400 A ou sous 125 V et 200 A suivant le mode de groupement (série ou parallèle).

e) Quelques autres propriétés.

C'est en comparant le redresseur au germanium aux redresseurs secs de type courant que l'on constate certains avantages intéressants.

— *Encombrement très réduit.* Ceci tient en grande

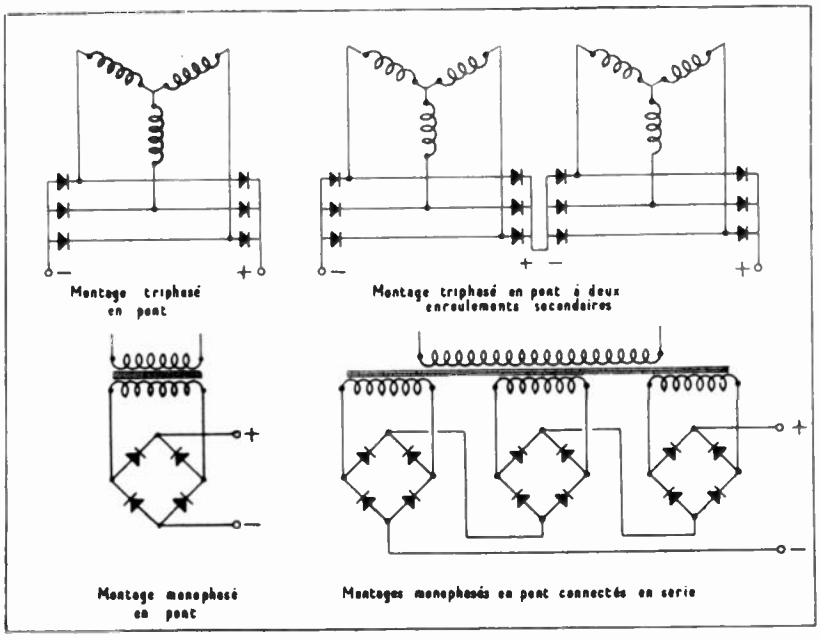


Fig. 10.

partie à la densité de courant supportée par la jonction (environ une centaine d'A/cm² au lieu de 30 mA/cm² pour l'oxycuivre), et la tension inverse élevée supportée par chaque élément (au moins 150 volts au lieu de 6 à 24 volts pour l'oxycuivre, 20 à 30 volts pour le sélénium). Seul le refroidisseur et volumineux (50 × 50 × 80 mm) comparativement à la partie active qui ne dépasse pas 20 mm de diamètre (Voir la figure 4).

— *Résistance aux surcharges instantanées qui semble excellente*, surtout en ce qui concerne les surcharges en intensité.

— *Rendement supérieur à* 95 % du fait même des caractéristiques.

— *Grande robustesse.*

V. **Conclusion.**

Cette vue d'ensemble sur les redresseurs de puissance au germanium permet de se faire une idée des possibilités nouvelles offertes à l'électrotechnique. Il est permis de penser qu'une place importante est réservée au germanium dans l'industrie électrochimique et dans le domaine de la traction électrique. Toutefois, de nombreux problèmes restent encore à résoudre pour tirer le maximum des propriétés des jonctions et pour s'approcher des limites exposées plus haut. Les recherches actuelles sont orientées vers ce but : augmentation de la puissance et amélioration des caractéristiques.

LES TRANSISTORS A JONCTIONS AUX FRÉQUENCES ÉLEVÉES

PAR

J. VASSEUR

Ingénieur au Centre de Recherches Techniques de la Compagnie Générale de T.S.F.

Introduction-Schéma équivalent à un transistor.

Les circuits linéaires utilisant les transistors à jonctions en basse fréquence sont calculables très aisément par des formules connues déjà depuis plusieurs années [1-2-3-4-5]. On ne disposait cependant pour les fréquences élevées que de mauvais moyens de calcul car les paramètres fondamentaux utilisés pour les transistors étaient fonction de la fréquence.

Fort heureusement, il existe un schéma équivalent « naturel » au transistor [6-7] dont les éléments sont très bien indépendants de la fréquence dans toute la bande où le transistor est utilisable [8] Ce schéma est indiqué sur la figure 1 pour un transistor émetteur commun. On y a négligé une petite self en série avec g_{ce}. La réactance de cette self est environ le tiers de $\frac{1}{g_{ce}}$ à la fréquence f_α pour laquelle le module du gain en courant α dans le montage base commune a décru de 3 dB. L'approximation faite est donc presque toujours excellente.

Les ordres de grandeur pour un transistor typique sont :

$r_{bb'}$ = 200 ω

$g_{b'e}$ = 10^{-3} mho (1 000 ω)

g_m = 4.10^{-2} mho (25 ω)

$g_{b'c}$ = 2.10^{-7} mho (5 Mω)

g_{ce} = 10^{-6} mho (0,1 Mω)

$c_{b'e}$ = 3 000 μμF

$c_{b'c}$ = 30 μμF

Et on indiquera entre parenthèses les valeurs numériques relatives à ce transistor.

Pour être complet, on utilisera également les paramètres z du schéma en T un seul générateur équivalent au montage base commune (fig. 2) et les paramètres h du schéma hybride équivalent au

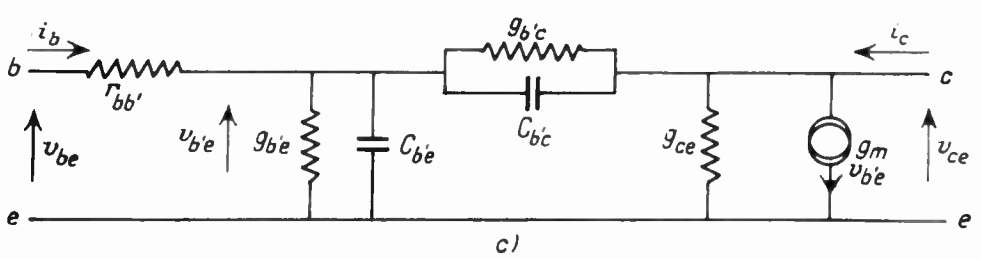


FIG. 1. — Schéma naturel équivalent au montage émetteur commun. Ce schéma conduit à des expressions valables à toutes fréquences.

montage émetteur commun (fig. 3). Ces paramètres ont été très utilisés dans les études des transistors en basse fréquence. Pour les fréquences élevées, on peut également les employer à condition de se rappeler qu'ils sont eux-mêmes fonction de la fréquence.

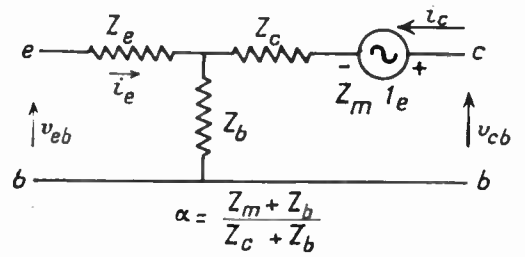


FIG. 2. — Schéma en T équivalent au montage base commune.

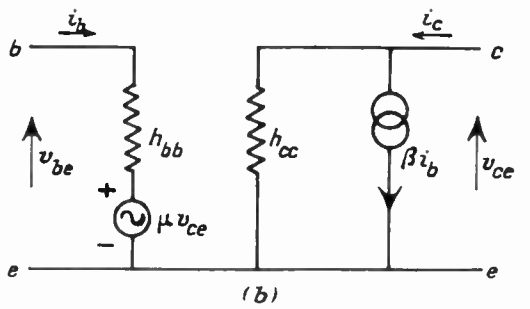


FIG. 3. — Schéma hybride équivalent au montage émetteur commun.

Conformément à la coutume, le paramètre z_m sera remplacé le gain en courant dans le montage base commune :

$$\alpha = \frac{z_m}{z_c}$$

Les relations permettant de transformer ces paramètres les uns dans les autres sont consignées dans le tableau I.

Pour un quadripole quelconque (fig. 4) les paramètres h sont définis par :

$$v_1 = h_{11}\, i_1 + h_{12}\, v_2$$

$$i_2 = h_{21}\, i_1 + h_{22}\, v_2$$

Sur la figure 3 on a posé :

$$h_{11} = h_{bb}\ ; \quad h_{12} = \mu\ ; \quad h_{21} = \beta\ ; \quad h_{22} = h_{cc}$$

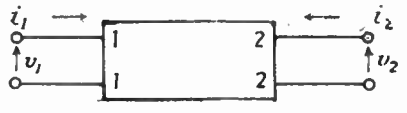


FIG. 4. — Sens positifs des courants et tensions pour un quadripole quelconque.

Il est également intéressant d'utiliser les paramètres z et y qu'il ne faut pas confondre avec ceux figurant sur les schémas équivalents des figures 2 et 1 et qui sont définis par :

$$\begin{cases} v_1 = z_{11}\, i_1 + z_{12}\, i_2 \\ v_2 = z_{21}\, i_1 + z_{22}\, i_2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_1 = y_{11}\, v_1 + y_{12}\, v_2 \\ i_2 = y_{21}\, v_1 + y_{22}\, v_2 \end{cases}$$

On rencontre enfin quelquefois les paramètres l définis par :

$$i_1 = l_{11}\, v_1 + l_{12}\, i_2$$

$$v_2 = l_{21}\, v_1 + l_{22}\, i_2$$

On utilisera pour tous ces paramètres une notation à trois indices [9] la première et la seconde lettre indiquent 1 ou 2 selon qu'elles se réfèrent à l'électrode d'entrée ou de sortie du transistor et la troisième indique l'électrode commune. Par exemple z_{ceb} et le paramètre z_{21} du montage base commune.

A partir du schéma équivalent de la figure 1 on peut effectuer une étude complète d'un transistor monté en amplificateur linéaire. Les formules obtenues sont valables à toutes les fréquences où le transistor est utilisable.

On examinera ainsi successivement la condition de stabilité d'un transistor, quelques circuits de neutrodynage et enfin les propriétés des trois montages de base, émetteur commun, base commune, collecteur commun.

1. — Oscillations spontanées d'un transistor.

Contrairement aux transistors à pointes, les transistors à jonctions sont toujours stables en basse fréquence. Il n'en est pas de même aux fréquences plus élevées où un transistor peut osciller spontanément sans réaction extérieure grâce au couplage interne entre la sortie et l'entrée. Dans le montage émetteur commun par exemple, ce couplage provient principalement de la capacité $C_{b'c}$.

On peut, en principe, déterminer par le calcul si un transistor monté entre deux impédances données est stable ou non. Le travail correspondant est cependant assez long et ce point de vue n'est pas très intéressant en pratique car il arrive souvent qu'un transistor non neutrodyné monté en amplificateur accordé soit stable mais devienne instable sous l'effet d'un léger désaccord des circuits.

Comme on cherche en général à faire amplifier les transistors et que l'instabilité se produit évidemment quand le gain est élevé, il est plus intéressant de chercher une condition de stabilité inconditionnelle, c'est-à-dire quelles que soient les impédances de charge et de générateur (celles-ci étant toutefois à parties réelles positives).

En écrivant donc qu'il n'existe aucun couple d'impédance de charge et de générateur à parties

réelles positives pour lequel on trouve de la tension à la sortie du transistor sans en appliquer à l'entrée, c'est-à-dire pour lequel le gain en tension v_2/e_g est infini, on trouve la condition de stabilité inconditionnelle qui est suivant les paramètres utilisés :

$$(x_{12}\,r_{21} - x_{21}\,r_{12})^2 < 4\,r_{11}\,r_{22}\,(r_{11}\,r_{22} - r_{12}\,r_{21} + x_{12}\,x_{21})$$

$$(b_{12}\,g_{21} - b_{21}\,g_{12})^2 < 4\,g_{11}\,g_{22}\,(g_{11}\,g_{22} - g_{12}\,g_{21} + b_{12}\,b_{21})$$

$$(h^i_{12}\,h^r_{21} - h^i_{21}\,h^r_{12})^2 < 4\,h^r_{11}\,h^r_{22}\,(h^r_{11}\,h^r_{22} - h^r_{12}\,h^r_{12} + h^i_{12}\,h^i_{21})$$

r_{ij}, g_{ij}, h^r_{ij} et x_{ij}, b_{ij}, h^r_{ij} étant respectivement les parties réelles et imaginaires des paramètres z_{ij}, y_{ij}, h_{ij} définis plus haut.

On trouve que la condition de stabilité inconditionnelle n'est vérifiée qu'aux très basses et très hautes fréquences et qu'il existe donc une zone d'instabilité potentielle dans toute la gamme des fréquences moyennes.

Ceci entraîne en particulier que le gain maximum d'un transistor seul ne peut pas être défini dans une gamme de fréquences un peu plus étroite que la zone d'instabilité potentielle. Dans cette bande on ne peut définir que le gain maximum d'un transistor neutrodyné et le neutrodynage est d'ailleurs nécessaire en pratique.

Dans un transistor émetteur commun la limite inférieure de la zone d'instabilité potentielle est très basse (4.180 périodes). Elle est donnée par

$$f^2 = \frac{1 + r_{bb'}g_{b'e}}{\pi^2\beta_0^2 C^2_{b'c}}\,|g_{ce} + (1 + \beta_0)\,g_{b'c}|$$
$$|(g_{ce} + g_{b'c})\,(1 + r_{bb'}g_{b'e}) + r_{bb'}g_m g_{b'c}|$$

ou β_0 est la valeur en basse fréquence du gain en courant dans le montage émetteur commun :

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

En supposant que chacun des paramètres considérés a pour valeur limite zéro en haute ou en basse fréquence, ce qui est une très bonne approximation, sauf pour g_{11} où elle est médiocre, on trouve que la limite supérieure de la zone d'instabilité potentielle pour le montage émetteur commun (203 kc) est une fraction de la fréquence de coupure des paramètres y (voir § 3) définie par (figure 5) :

$$4\,(1 + r_{bb'}g_{b'e})^2\left(\frac{f}{f_y}\right)^6$$
$$+ |8\,(1 + r_{bb'}g_{b'e}) \; ! \; |\left(\frac{f}{f_y}\right)^4 \; 2\left(\frac{f}{f_y}\right)^2 \; 1 \; - \; 0$$

avec :

$$f_y = \frac{1 + r_{bb'}\,g_{b'e}}{2\,\pi\,r_{bb'}\,C_{b'e}}$$

Pour les montages base commune et collecteur commun la limite inférieure de la zone d'instabilité potentielle est voisine de celle correspondant au

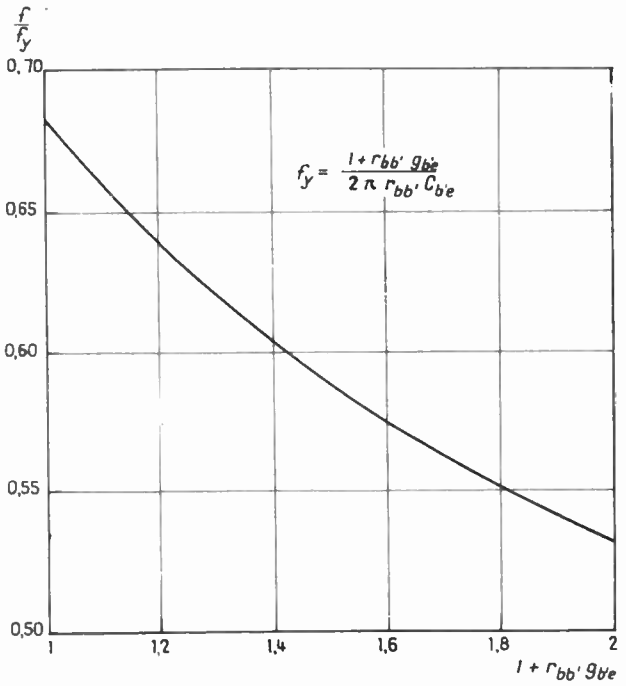


FIG. 5. — Rapport entre la fréquence limite supérieure de stabilité inconditionnelle et la fréquence critique des paramètres y pour un transistor émetteur commun.

montage émetteur commun et la limite supérieure se confond presque avec la fréquence maxima d'oscillation.

2. — Neutrodynage [10-11]

Le neutrodynage a pour but de compenser la réaction interne du transistor et, par conséquent, d'empêcher son oscillation spontanée. Il est indispensable pour obtenir un gain élevé aux fréquences moyennes et est très utile même quand le transistor n'oscille pas pour éviter les variations rapides de l'impédance d'entrée avec l'impédance de charge ou de l'impédance de sortie avec l'impédance de générateur ainsi que les distorsions de la bande passante dans les amplificateurs accordés.

Les qualités recherchées pour un circuit de neutrodynage sont : la simplicité, l'efficacité dans une bande aussi large que possible, et un gain élevé. Il en existe de nombreux et la question se pose encore de savoir si l'on peut en trouver un meilleur que tous les autres.

On peut s'attendre à ce qu'un circuit de neutrodynage soit à large bande quand ses éléments correspondent à des éléments physiques du transistor et forment avec eux des ponts équilibres.

Par exemple, le montage de la figure 6 est très employé dans les amplificateurs accordés à couplage par transformateur employant des transistors émetteur commun. En choisissant convenablement

les sens des secondaires il se réduit à disposer l'ensemble C_n et g_n entre les bases des transistors successifs. La conductance g_n est d'ailleurs rarement nécessaire.

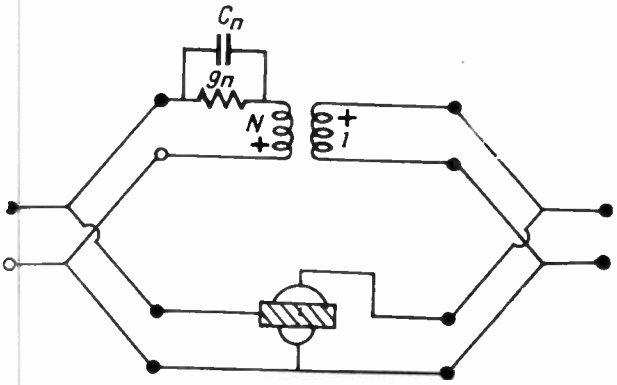


FIG. 6. — Neutrodynage à large bande d'un transistor émetteur commun.

L'idée de ce montage est que les éléments C_n et g_n forment un pont équilibré avec $C_{b'c}$ et $g_{b'c}$ de sorte que les tensions de sortie n'apparaissent pas à l'entrée.

Plus exactement, les paramètres y du transistor neutrodyné sont :

$$y'_{11} = y_{11} + y_n$$
$$y'_{12} = y_{12} + N y_n$$
$$y'_{21} = y_{21} + N y_n$$
$$y'_{22} = y_{22} + N^2 y_n$$

y_{ij} étant les paramètres y du transistor et :

$$y_n = g_n + j\omega C_n$$

Le transistor est neutrodyné si $y'_{12} = 0$ ce qui donne pour le montage émetteur commun :

$$y_n = \frac{1}{N} \frac{y_{b'c}}{1 + r_{bb'} y_{b'e}}$$

où :

$$y_{b'c} = g_{b'c} + j\,\omega\, C_{b'c} \qquad y_{b'e} = g_{b'e} + j\,\omega\, C_{b'e}$$

Le gain maximum est le plus grand quand :

$$N = \sqrt{\frac{g_{22}}{g_{11}}}$$

et vaut alors :

$$G_{max} = \frac{|y_{21} - y_{12}|^2}{4\,(g_{11}\, g_{22} - 2\, g_{12} \sqrt{g_{11}\, g_{22}} + g_{12}^2)}$$

soit pour un transistor émetteur commun :

$$G_{max} = \frac{g_m \left(1 + \frac{f}{f_y}\right)^2}{4 \left[\frac{1 + r'_{bb}\, g_{b'e}}{r_{bb'}} \left(\frac{f}{f_y}\right)^2 + g_{b'e}\right] \left[(1 + r_{bb'}\, g_{b'e}) \frac{C_{b'c}}{C_{b'e}} \left(\frac{f}{f_y}\right)^2 + r_{bb'}\, g_{b'c} + \frac{1 + r_{bb'}\, g_{b'e}}{g_m} (g_{ce} + g_{b'c})\right]}$$

Pour ce montage la valeur du gain maximum est très peu sensible à celle de N de sorte que l'expression précédente du gain est une très bonne approximation du gain du transistor non neutrodyné, quand celui-ci peut être défini.

Le même montage s'applique également très bien au transistor collecteur commun, l'admittance de transfert inverse y_{12} est alors composée de $r_{bb'}$

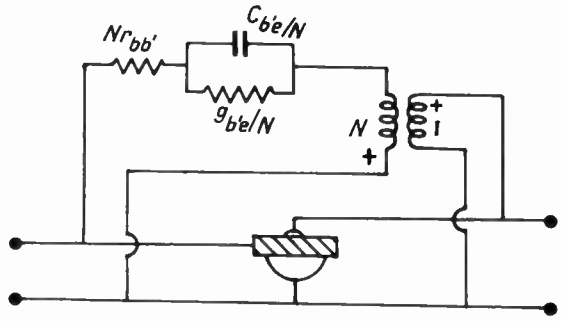


FIG. 7. — Neutrodynage d'un transistor collecteur commun. — Montage valable pour une large bande de fréquences.

en série avec $y_{b'e}$ de sorte que le circuit de la figure 7 donne un neutrodynage valable à toutes les fréquences.

Pour le montage base commune, le montage simple de la figure 8 est pratiquement valable à toutes les

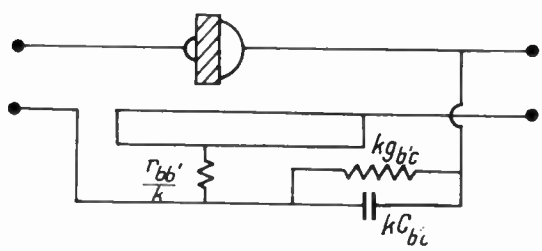


FIG. 8. — Neutrodynage à large bande d'un transistor base commune

fréquences. Par contre, la valeur de k conduisant au gain maximum le plus grand est fonction de la fréquence :

$$k = \frac{1}{C_{b'c}\,\omega} \sqrt{\frac{g_{b'c}\,(g_m + g_{b'e}) + g_{ce}\, g_{b'e}}{1 + r_{bb'}\, g_{b'e}}}$$

Le calcul s'effectue facilement comme plus haut mais en utilisant les paramètres h puisque le circuit de neutrodynage est en parallèle à la sortie du transistor et en série à l'entrée.

8. — Les trois montages de base d'un transistor

On sait qu'un transistor peut être utilisé de trois façons différentes, émetteur commun, base commune, collecteur commun, dont les propriétés en basse fréquence sont bien connues.

Le schéma de la figure 1 permet de calculer les principales caractéristiques d'un étage amplificateur à toutes fréquences. Les résultats correspondants sont indiqués dans le tableau 2 où l'on a d'abord indiqué les valeurs aprroximatives des paramètres y du transistor, puis les valeurs des grandeurs essentielles d'un étage amplificateur en y ajoutant les limites correspondant à une impédance de charge faible. La valeur du gain maximum indiquée à la fin n'est valable qu'en basse fréquence.

Les formules du tableau 2 permettent un calcul aisé de la variation des quantités caractéristiques d'un étage amplificateur en fonction de la fréquence. Il est particulièrement simple de se limiter aux grandeurs correspondant à la sortie ou l'entrée en court circuit ou en circuit ouvert qui sont des paramètres fondamentaux du quadripole constitué par le transistor et permettent le calcul de toutes les autres grandeurs intéressantes (tableau 6).

Les principaux résultats ainsi obtenus sont consignés dans les tableaux 7, 8 et 9 relatifs aux montages commun, base commune et collecteur commun. Ces tableaux doivent être utilisés de la façon suivante :

Tous les paramètres ayant la dimension d'une impédance ou d'une admittance suivent en fonction

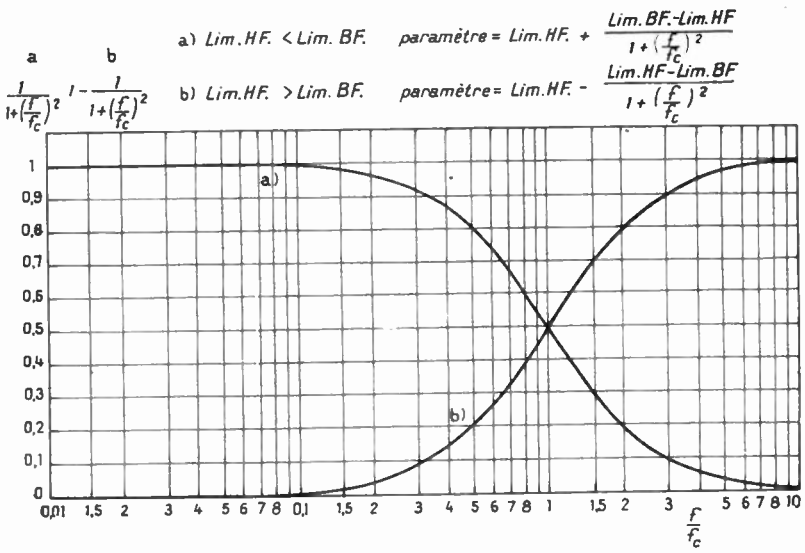


FIG. 9. — Tous les paramètres y et les impédances ou admittances d'entrée ou de sortie en circuit ouvert ou en court circuit pour les 3 montages possibles suivent l'une ou l'autre des deux lois indiquées en fonction de la fréquence (voir tableau 7).

Les valeurs des paramètres fondamentaux figurant dans ce tableau se déduisent de ceux du schéma équivalent de la figure 1 par :

$$y_{b'e} = g_{b'e} + j\omega C_{b'e} \qquad y_m = g_m$$
$$y_{b'c} = g_{b'c} + j\omega C_{b'c} \qquad y_{ce} = g_{ce}$$

Pour des transistors largement exceptionnels, on peut être obligé de revenir aux valeurs exactes des paramètres y indiquées dans le tableau 3.

Le tableaux 4 et 5 sont constitués de la même façon à partir des schémas équivalents des figures 3 et 2. On a en plus indiqué les valeurs exactes des paramètrss z ou h du transistor.

Dans le cas où l'on aurait besoin d'utiliser les valeurs exactes des paramètres d'un transistor, il faudrait les reporter dans le tableau 6 valable pour un quadripole quelconque.

Dans tous ces tableaux z_i, y_i, z_s, et y_s désignent les impédance ou admittance, d'entrée ou de sortie et Δ représente le déterminant des paramètres z_{ij}, h_{ij} ou y_{ij}.

de la fréquence la même loi indiquée sur la figure 9. Il suffit donc de connaître leurs valeurs limites en très basse et en très haute fréquence, et la fréquence de coupure pour laquelle ils ont effectué la moitié de leur variation pour pouvoir les déterminer à une fréquence quelconque. En particulier, on remarque que tous les paramètres y pour les trois montages ont la même fréquence de coupure f_y (318 kc).

Les transadmittances pour la sortie en court-circuit, correspondant à la pente d'une lampe, sont représentées dans les tableaux par une conductance en parallèle avec une capacité négative. Ceci indique que cet élément est selfique et qu'il vaut mieu le représenter par une résistance en série avec une self. On trouve ainsi, pour le montage émetteur commun :

$$\frac{1}{y_{cbe}} = \frac{1 + r_{bb'}\, g_{b'e}}{g_m} + j\omega \frac{r_{bb'} C_{b'e}}{g_m}$$

à toutes fréquences.

La même expression est valable pour y_{ceb} relative au montage base commune tant que la fréquence

est assez inférieure à la fréquence maxima d'oscillation du transistor.

Pour le montage collecteur commun on trouve que $\frac{1}{y_{ebc}}$ peut être représenté par une résistance qui varie de $-\frac{1 + r_{bb'} g_{b'e}}{g_m}$ en B.F à $-r_{bb'}$, en H.F, en série avec une self qui varie de $\frac{-r_{bb'} g_m C_{b'e}}{(g_m + g_{b'e})^2}$ en B.F à zéro en H.F, ces éléments ayant la fréquence de coupure f_α.

De même, l'impérance d'entrée pour la sortie en court circuit dans le montage base commune est presque toujours selfique.

Les autres signes moins qui apparaissent dans les tableaux 7, 8 et 9 sont dus aux conventions de sens pour les courants et les tensions.

Parmi les paramètres sans dimensions, les plus fondamentaux sont les gains en courant pour la sortie en court-circuit. (α pour le montage base commune et β pour le montage émetteur commun). Leurs variations en fonction de la fréquence, déduite du schéma de la figure 1, sont indiquées dans les tableaux et sur la figure 10. Les valeurs ainsi obtenues sont très correctes pour les modules mais trop faibles pour les phases. En tenant compte d'une self à rajouter en série avec g_{ce} on trouve les expressions :

$$\varphi(\alpha) = -\operatorname{Arc\,tg}\frac{f}{3f_\alpha} - \operatorname{Arc\,tg}\frac{2f}{3f_\alpha}$$

$$\varphi(\beta) = -\operatorname{Arc\,tg}\frac{f}{f_\beta} - \operatorname{Arc\,tg}\frac{f}{3\beta_0 f_\beta}$$

représentées sur la figure 10 et qui coïncident très bien avec l'expérience. (β_0 est la valeur limite de β en basse fréquence).

La fréquence f_α de coupure de α (2,18 Mc) est beaucoup plus grande que celle f_β relative à β (53 kc). Les deux sont liées par la relation :

$$f_\alpha = (1 + \beta_0) f_\beta$$

Les variations des gains en tension directs $\frac{v_2}{v_1}$ et inverses $\frac{v_1}{v_2}$ pour l'entrée ou la sortie en circuit ouvert sont plus complexes. Leurs allures générales sont indiquées sur les figures 11, 12, 13. Dans le cas du gain inverse en tension pour le montage émetteur commun, il faut tenir compte, aux fréquences élevées, de la capacité parasite de montage C_{bc} entre base et collecteur.

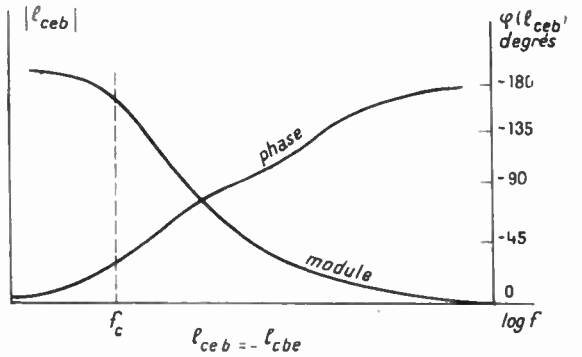


FIG. 11. — Variation en fonction de la fréquence du gain maximum en tension pour les montages émetteur commun et base commune.

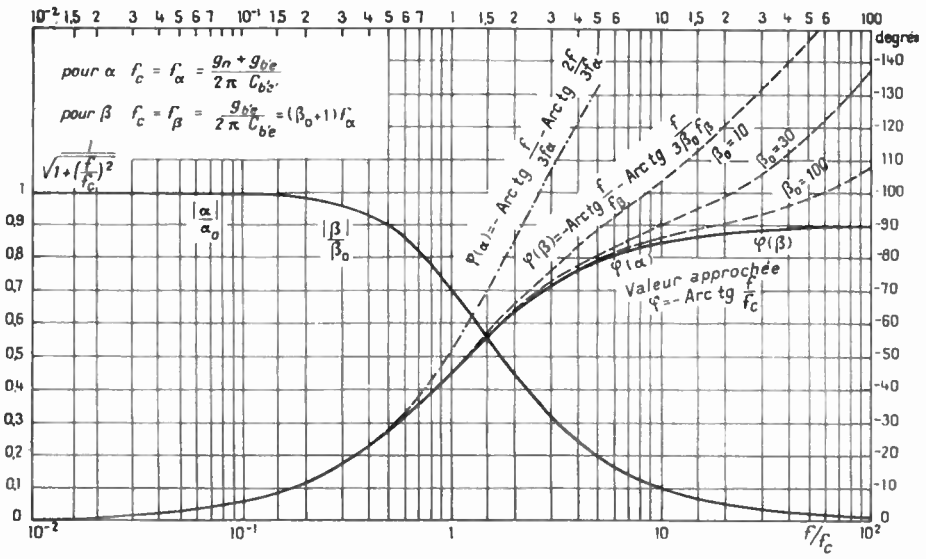


FIG. 10. — Courbes universelles de la variation des gains en courant en court circuit α et β avec la fréquence.

Pour le montage collecteur commun les gains en tension directs et inverses sont pratiquement toujours égaux à 1.

On remarque que les tableaux 7, 8 et 9 permettent de calculer tous les paramètres y ou h d'un transistor. A partir de là, le tableau 6 fournit la valeur des autres grandeurs intéressantes en pratiques.

Il reste à dire quelques mots des gains maxima en puissance entre impédances adaptées. Au § 1

TABLEAU I – Formules approximatives de transformation des paramètres entre eux. Ces formules sont valables pour les transistors usuels. Pour des cas anormaux, utiliser les formules exactes.

$Z_e = \dfrac{y_{b'c}}{y_{b'e}(y_{ce}+y_{bc})+y_m y_{b'c}}$	$= \dfrac{\mu}{h_{cc}}$
$Z_b = \dfrac{y_{ce}}{y_{b'e}(y_{ce}+y_{b'c})+y_m y_{bc}} + r_{bb'}$	$= h_{bb} - \mu \dfrac{\beta+1}{h_{cc}}$
$Z_c = \dfrac{y_{b'e}+y_m}{y_{b'e}(y_{ce}+y_{b'c})+y_m y_{b'c}}$	$= \dfrac{\beta+1}{h_{cc}}$
$Z_m = \dfrac{y_m}{y_{b'e}(y_{ce}+y_{b'c})+y_m y_{b'c}}$	$= \dfrac{\beta}{h_{cc}}$
$\alpha = \dfrac{y_m}{y_m+y_{b'e}}$	$= \dfrac{\beta}{\beta+1}$
$y_{b'e} = \dfrac{1-\alpha}{Z_e+(1-\alpha)(Z_b-r_{bb'})}$	$= \dfrac{1}{h_{bb}-r_{bb'}}$
$y_{b'c} = \dfrac{1}{Z_c}\cdot\dfrac{Z_e}{Z_e+(1-\alpha)(Z_b-r_{bb'})}$	$= \dfrac{\mu}{h_{bb}-r_{bb'}}$
$y_{ce} = \dfrac{1}{Z_c}\cdot\dfrac{Z_b-r_{bb'}}{Z_e+(1-\alpha)(Z_b-r_{bb'})}$	$= h_{cc} - \mu \dfrac{\beta+1}{h_{bb}-r_{bb'}}$
$y_m = \dfrac{\alpha}{Z_e+(1-\alpha)(Z_b-r_{bb'})}$	$= \dfrac{\beta}{h_{bb}-r_{bb'}}$
$h_{bb} = Z_b + \dfrac{Z_e}{1-\alpha}$	$= r_{bb'} + \dfrac{1}{y_{b'e}}$
$\mu = \dfrac{Z_e}{Z_c(1-\alpha)}$	$= \dfrac{y_{b'c}}{y_{b'e}}$
$\beta = \dfrac{\alpha}{1-\alpha}$	$= \dfrac{y_m}{y_{b'e}}$
$h_{cc} = \dfrac{1}{Z_c(1-\alpha)}$	$= y_{ce} + y_{b'c}\left(1+\dfrac{y_m}{y_{b'e}}\right)$
$\Delta h_e = \dfrac{Z_e+Z_b}{Z_c(1-\alpha)}$	$= \dfrac{y_{ce}(1+r_{bb'}y_{b'e})+y_{b'c}[1+r_{bb'}(y_{b'e}+y_m)]}{y_{b'e}}$

TABLEAU 3 – Valeurs exactes des paramètres y d'un transistor.

EMETTEUR COMMUN

$$y_{bbe} = \frac{y_{b'e} + y_{b'c}}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})}$$

$$y_{bce} = \frac{-y_{b'c}}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})}$$

$$y_{cbe} = \frac{y_m - y_{b'c}}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})}$$

$$y_{cce} = \frac{y_{ce} + y_{b'c} + r_{bb'}[y_{b'e}(y_{ce} + y_{b'c}) + y_{b'c}(y_m + y_{ce})]}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} - y_{b'c})}$$

$$\Delta y_e = \frac{(y_{b'e} + y_{b'c})(y_{ce} + y_{b'c}) + y_{b'c}(y_m - y_{b'c})}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})}$$

BASE COMMUNE

$$y_{eeb} = \frac{y_m + y_{b'e} + y_{ce} + r_{bb'}[y_{b'e}(y_{ce} + y_{b'c}) + y_{b'c}(y_m + y_{ce})]}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})}$$

$$y_{ecb} = \frac{-y_{ce} - r_{bb'}[y_{b'e}(y_{ce} + y_{b'c}) + y_{b'c}(y_m + y_{ce})]}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})}$$

$$y_{ceb} = \frac{-y_m - y_{ce} - r_{bb'}[y_{b'e}(y_{ce} + y_{b'c}) + y_{b'c}(y_m + y_{ce})]}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})}$$

$$y_{ccb} = \frac{y_{b'c} + y_{ce} + r_{bb'}[y_{b'e}(y_{ce} + y_{b'c}) + y_{b'c}(y_m + y_{ce})]}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})}$$

$$\Delta y_b = \frac{y_{b'e}(y_{ce} + y_{b'c}) + y_{b'c}(y_m + y_{ce})}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})}$$

COLLECTEUR COMMUN

$$y_{bbc} = \frac{y_{b'e} + y_{b'c}}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})}$$

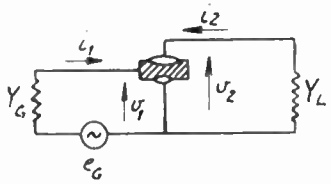
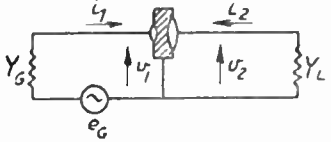
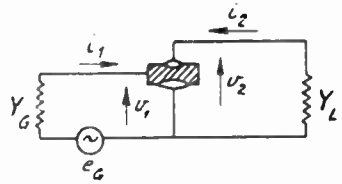
$$y_{bec} = \frac{-y_{b'e}}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})}$$

$$y_{ebc} = \frac{-y_{b'e} - y_m}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})}$$

$$y_{eec} = \frac{y_m + y_{b'e} + y_{ce} + r_{bb'}[y_{b'e}(y_{ce} + y_{b'c}) + y_{b'c}(y_m + y_{ce})]}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})}$$

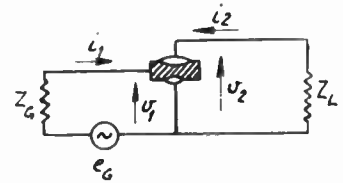
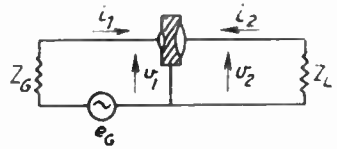
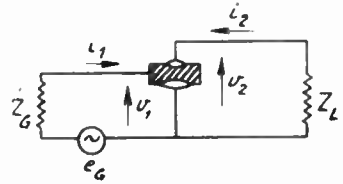
$$\Delta y_c = \frac{y_{b'e}(y_{ce} + y_{b'c}) + y_{b'c}(y_m + y_{ce})}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})}$$

TABLEAU 2 – Grandeurs caractéristiques du fonctionnement d'un transistor en fonction des paramètres y

		EMETTEUR COMMUN	BASE COMMUNE	COLLECTEUR COMMUN
				
PARAMETRES y	11	$y_{bbe} \# \frac{y_{b'e}}{A}$	$y_{eeb} \# \frac{y_{be} + y_m}{A}$	$y_{bbc} \# \frac{y_{b'e}}{A}$
	12	$y_{bce} \# \frac{-y_{b'c}}{A}$	$y_{ecb} \# -y_{ce} - y_{b'c}\left(1 - \frac{1 - r_{bb'} y_m}{A}\right)$	$y_{bec} \# \frac{-y_{b'e}}{A}$
	21	$y_{cbe} \# \frac{y_m}{A}$	$y_{ceb} \# \frac{-y_m}{A}$	$y_{ebc} \# -\frac{y_{b'e} + y_m}{A}$
	22	$y_{cce} \# y_{ce} + y_{b'c}\left(1 + \frac{r_{bb'} y_m}{A}\right)$	$y_{ecb} \# y_{ce} + y_{b'c}\left(1 + \frac{r_{bb'} y_m}{A}\right)$	$y_{cec} \# \frac{y_{b'e} + y_m}{A}$
	Δ	$\Delta y_e \# \frac{y_{b'e}(y_{ce} + y_{b'c}) + y_m y_{b'c}}{A}$	$\Delta y_b \# \frac{y_{b'e}(y_{ce} + y_{b'c}) + y_m y_{b'c}}{A}$	$\Delta y_c \# \frac{y_{b'e}(y_{ce} + y_{b'c}) + y_m y_{b'c}}{A}$
GAIN EN TENSION v_2/v_1		$\frac{-y_m}{A y_2 + r_{bb'} y_m y_{b'c}} \# \frac{-y_m}{A Y_L}$	$\frac{y_m}{A y_2 + r_{bb'} y_m y_{b'c}} \# \frac{y_m}{A Y_L}$	$\frac{y_{be} + y_m}{y_{b'e} + y_m + A Y_L} \# 1$
GAIN EN TENSION v_2/e_G		$\frac{-y_m}{\rho_G (y_{be} y_2 + y_m y_{b'c}) + y_2} \# \frac{-y_m}{y_L (1 + \rho_G y_{be})}$	$\frac{y_m}{\rho_G (y_{be} y_2 + y_m y_{b'c}) + y_m \frac{Y_L}{Y_G} + y_2} \# \frac{y_m}{Y_L \left(1 + \rho_G y_{b'e} + \frac{y_m}{Y_G}\right)}$	$\frac{(y_{b'e} + y_m) Y_G}{y_{be}(y_2 + Y_G + r_{bb'} Y_G Y_L) + y_m (y_{b'c} + Y_G) Y_G Y_L} \# \frac{y_{b'e} + y_m}{y_{b'e}(1 + \rho_G Y_L) + y_m + Y_L}$
GAIN EN COURANT i_2/i_1		$\frac{y_m Y_L}{y_{b'e} y_2 + y_m y_{b'c}} \# \frac{y_m}{y_{b'e}}$	$\frac{-(-y_m Y_L)}{y_{b'e} y_2 + y_m (Y_L + y_{b'c})} \# \frac{-y_m}{y_{b'e} + y_m}$	$\frac{-(y_{b'e} + y_m) Y_L}{y_{be} y_2 + y_m y_{b'c}} \# -\frac{y_{be} + y_m}{y_{b'e}}$
ADMITTANCE D'ENTREE		$\frac{y_{b'e} y_2 + y_m y_{b'c}}{A y_2 + r_{bb'} y_m y_{b'c}} \# \frac{y_{b'e}}{1 + r_{bb'} y_{b'e}}$	$\frac{y_{b'e} y_2 + y_m (y_{b'c} + Y_L)}{A y_2 + r_{bb'} y_m y_{b'c}} \# \frac{y_{be} + y_m}{A}$	$\frac{y_{b'e} y_2 + y_m y_{b'c}}{y_{b'e}(1 + r_{bb'} Y_L) + y_m + Y_L}$
ADMITTANCE DE SORTIE		$y_{ce} + y_{b'c} + \frac{y_m y_{b'c} \rho_G}{1 + y_{b'e} \rho_G}$	$y_{ce} + y_{b'c} + y_m \frac{r_{bb'} y_{b'c} - \frac{y_{ce}}{Y_G}}{1 + y_{b'e} \rho_G + \frac{y_m}{Y_G}}$	$\frac{y_{b'e}(y_{ce} + y_{b'c} + Y_G) + y_m (y_{b'c} + Y_G)}{Y_G (1 + \rho_G y_{b'e})}$

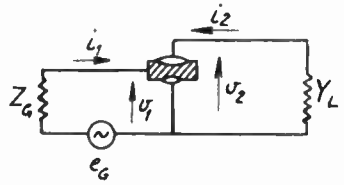
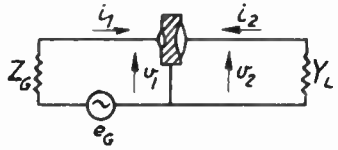
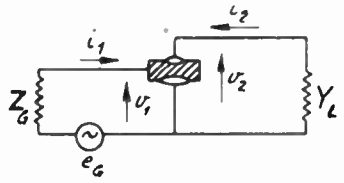
GAIN = PUISS. DS. CHARGE / PUISS. MAX DU GENER	$\dfrac{4 R_G G_L \lvert y_m \rvert}{\lvert \rho_G (y_{be} y_2 + y_m y_{bc}) + y_2 \rvert^2}$ $\# \dfrac{4 R_G R_L \lvert y_m \rvert^2}{\lvert 1 + \rho_G y_{be} \rvert^2}$	$\dfrac{4 R_G G_L \lvert y_m \rvert^2}{\lvert \rho_G (y_{be} y_2 + y_m y_{bc}) + y_m \frac{Y_L}{Y_G} + y_2 \rvert^2}$ $\# \dfrac{4 R_G R_L \lvert y_m \rvert^2}{\lvert 1 + \frac{y_m}{Y_G} + \rho_G y_{be} \rvert^2}$	$\dfrac{4 G_G G_L \lvert y_{be} + y_m \rvert^2}{\lvert y_{be} (y_2 + Y_G + r_{bb} \cdot Y_G Y_L) + y_m (y_{bc} + Y_G) + Y_G Y_L \rvert^2}$ $\# \dfrac{4 R_G G_L \lvert y_{be} + y_m \rvert^2}{\lvert y_{be} (1 + \rho_G Y_L) + y_m + Y_L \rvert^2}$
AMPLIFICATION EN PUISSANCE = PUISS. DS. CHARGE / PUISS. DS. L'ENTREE	$\dfrac{G_L}{g_i} \left\lvert \dfrac{y_m}{A y_2 + r_{bb} \cdot y_m y_{bc}} \right\rvert^2 \# \dfrac{R_L}{g_i} \left\lvert \dfrac{y_m}{A} \right\rvert^2$ $\# \dfrac{R_L}{r_i} \left\lvert \dfrac{y_m}{y_{be}} \right\rvert^2$	$\dfrac{G_L}{g_i} \left\lvert \dfrac{y_m}{A y_2 + r_{bb} \cdot y_m y_{bc}} \right\rvert^2 \# \dfrac{R_L}{g_i} \left\lvert \dfrac{y_m}{A} \right\rvert^2$ $\# \dfrac{R_L}{r_i} \left\lvert \dfrac{y_m}{y_{be} + y_m} \right\rvert^2$	$\dfrac{G_L}{g_i} \left\lvert \dfrac{y_{be} + y_m}{y_{be} + y_m + A Y_L} \right\rvert^2$ $\# \dfrac{G_L}{g_i}$
GAIN INVERSE / GAIN DIRECT	$\left\lvert \dfrac{y_{bc}}{y_m} \right\rvert^2$	$\left\lvert \dfrac{A y_{ce} + y_{bc} (A + r_{bb} \cdot y_m - 1)}{y_m} \right\rvert^2$	$\left\lvert \dfrac{y_{be}}{y_{be} + y_m} \right\rvert^2$
GAIN MAX. EN B.F. — GAIN MAX	$\dfrac{g_m^2}{r_{bb} \cdot g_{be} \left[(g_{ce} + g_{bc}) \frac{1 + r_{bb} \cdot g_{be}}{r_{bb} \cdot} + g_m g_{bc} \right] (1 + \sqrt{e})^2}$ $\sqrt{e} = \left[\dfrac{g_{be} (g_{ce} + g_{bc}) + g_m g_{bc}}{g_{be} \left[g_{ce} + g_{bc} + \frac{r_{bb} \cdot g_m g_{bc}}{1 + r_{bb} \cdot g_{be}} \right]} \right]^{\frac{1}{2}}$	$\dfrac{g_m^2}{\left\{ (g_{be} + g_m) \left[(g_{ce} + g_{bc}) (1 + r_{bb} \cdot g_{be}) + r_{bb} \cdot g_m g_{bc} \right] (1 + \sqrt{b})^2 \right\}}$ $\sqrt{b} = \left[\dfrac{g_{be} (g_{ce} + g_{bc}) + g_m g_{bc}}{(g_{be} + g_m) \left[g_{ce} + g_{bc} + \frac{r_{bb} \cdot g_m g_{bc}}{1 + r_{bb} \cdot g_{be}} \right]} \right]^{\frac{1}{2}}$	$\dfrac{(g_{be} + g_m)^2}{g_{be} (g_{be} + g_m) (1 + \sqrt{c})^2}$ $\sqrt{c} = \left[\dfrac{g_{be} (g_{ce} + g_{bc}) + g_m g_{bc}}{g_{be} \frac{g_{be} + g_m}{1 + r_{bb} \cdot g_{be}}} \right]^{\frac{1}{2}}$
ADMITT. D'ENTREE	$\dfrac{g_{be}}{1 + r_{bb} \cdot g_{be}} \sqrt{e}$	$\dfrac{g_{be} + g_m}{1 + r_{bb} \cdot g_{be}} \sqrt{b}$	$\dfrac{g_{be}}{1 + r_{bb} \cdot g_{be}} \sqrt{c}$
ADMITT. DE SORTIE	$\left(g_{be} + g_{bc} + \dfrac{r_{bb} \cdot g_m g_{be}}{1 + r_{bb} \cdot g_{be}} \right) \sqrt{e}$	$\left(g_{ce} + g_{bc} + \dfrac{r_{bb} \cdot g_m g_{bc}}{1 + r_{bb} \cdot g_{be}} \right) \sqrt{b}$	$\dfrac{g_{be} + g_m}{1 + r_{bb} \cdot g_{be}} \sqrt{c}$
ABREVIATIONS	$A = 1 + r_{bb} \cdot y_{be}$	$y_2 = y_{ce} + y_{bc} + Y_L$	$\rho_G = \dfrac{1}{Y_G} + r_{bb}$

TABLEAU 4 – Grandeurs caractéristiques du fonctionnement d'un transistor en fonction des paramètres z

		EMETTEUR COMMUN	BASE COMMUNE	COLLECTEUR COMMUN
				
PARAMETRES z	11	$Z_{bbe} = Z_e + Z_b$	$Z_{eeb} = Z_e + Z_b$	$Z_{bbc} = Z_c + Z_b \# Z_c$
	12	$Z_{bce} = Z_e$	$Z_{ecb} = Z_b$	$Z_{bec} = (1-\alpha)(Z_c+Z_b) \# (1-\alpha) Z_c$
	21	$Z_{cbe} = Z_e + Z_b - \alpha(Z_c+Z_b) \# -\alpha Z_c$	$Z_{ceb} = \alpha(Z_c+Z_b) \# \alpha Z_c$	$Z_{ebc} = Z_c$
	22	$Z_{cce} = Z_e + (1-\alpha)(Z_c+Z_b) \# (1-\alpha) Z_c$	$Z_{ecb} = Z_c + Z_b \# Z_c$	$Z_{ecc} = Z_e + (1-\alpha)(Z_c+Z_b) \# (1-\alpha) Z_c$
	Δz	$\Delta Z_e = [Z_e + (1-\alpha) Z_b](Z_c + Z_b) \# [Z_e + (1-\alpha) Z_b] Z_c$	$\Delta Z_b = [Z_e + (1-\alpha) Z_b](Z_c + Z_b) \# [Z_e + (1-\alpha) Z_b] Z_c$	$\Delta Z_c = [Z_e + (1-\alpha) Z_b](Z_c + Z_b) \# [Z_e + (1-\alpha) Z_b] Z_c$
GAIN EN TENSION v_2/v_1		$\dfrac{-\alpha Z_L}{Z_e + (1-\alpha) Z_b + \frac{Z_e + Z_b}{Z_c} Z_L} \# \dfrac{-\alpha Z_L}{Z_e + (1-\alpha) Z_b}$	$\dfrac{\alpha Z_L}{Z_e + (1-\alpha) Z_b + \frac{Z_e + Z_b}{Z_c} Z_L} \# \dfrac{\alpha Z_L}{Z_e + (1-\alpha) Z_b}$	$\dfrac{Z_L}{Z_L + Z_e + (1-\alpha) Z_b} \# 1$
GAIN EN TENSION v_2/e_G		$\dfrac{-\alpha Z_L}{(Z_e + Z_b + Z_G)(1 - \alpha + \frac{Z_L}{Z_c}) + \alpha Z_e} \# \dfrac{-\alpha Z_L}{Z_e + (1-\alpha)(Z_b + Z_G)}$	$\dfrac{\alpha Z_L}{(Z_e + Z_b + Z_G)(1 + \frac{Z_L}{Z_c}) - \alpha Z_b} \# \dfrac{\alpha Z_L}{Z_e + (1-\alpha)(Z_b + Z_G)}$	$\dfrac{1}{\left(1 + \frac{Z_c}{Z_L}\right)\left(1 + \frac{Z_b + Z_G}{Z_c}\right) + (1-\alpha)\left(\frac{Z_b + Z_G}{Z_L}\right)} \# \dfrac{1}{1 + \frac{Z_e}{Z_L} + (1-\alpha)\frac{Z_b + Z_G}{Z_L}}$
GAIN EN COURANT i_2/i_1		$\dfrac{\alpha}{1 - \alpha + \frac{Z_e + Z_L}{Z_c}} \# \dfrac{\alpha}{1-\alpha}$	$\dfrac{-\alpha}{1 + \frac{Z_L}{Z_c}} \# -\alpha$	$\dfrac{-1}{1 - \alpha + \frac{Z_e + Z_L}{Z_c}} \# \dfrac{-1}{1-\alpha}$
IMPEDANCE D'ENTREE		$Z_b + Z_e \dfrac{1 + \frac{Z_L}{Z_c}}{1 - \alpha + \frac{Z_L + Z_e}{Z_c}} \# Z_b + \dfrac{Z_e}{1-\alpha}$	$Z_e + Z_b \left(1 - \dfrac{\alpha}{1 + \frac{Z_L}{Z_c}}\right) \# Z_e + Z_b (1-\alpha)$	$Z_b + \dfrac{1}{\frac{1}{Z_c} + \frac{1-\alpha}{Z_e + Z_L}}$

IMPEDANCE DE SORTIE	$Z_c \dfrac{Z_e+(1-\alpha)(Z_b+Z_G)}{Z_e+Z_b+Z_G}$	$Z_c \dfrac{Z_e+(1-\alpha)\,Z_b+Z_G}{Z_e+Z_b+Z_G}$	$Z_e+\dfrac{1-\alpha}{\dfrac{1}{Z_c}+\dfrac{1}{Z_b+Z_G}}$
GAIN = PUISS. DS. CHARGE / PUISS. MAX du GENER	$\dfrac{4R_GR_L\lvert\alpha\rvert^2}{\left[(Z_e+Z_b+Z_G)\left(1-\alpha+\frac{Z_L}{Z_c}\right)+\alpha Z_e\right]^2}$ # $\dfrac{4R_GR_L\lvert\alpha\rvert^2}{\left[Z_e+(1-\alpha)(Z_b+Z_G)\right]^2}$	$\dfrac{4R_GR_L\lvert\alpha\rvert^2}{\left[(Z_e+Z_b+Z_G)\left(1+\frac{Z_L}{Z_c}\right)-\alpha Z_b\right]^2}$ # $\dfrac{4R_GR_L\lvert\alpha\rvert^2}{\left[Z_e+(1-\alpha)\,Z_b+Z_G\right]^2}$	$\dfrac{4R_GG_L}{\left[\left(1+\frac{Z_e}{Z_L}\right)\left(1+\frac{Z_b+Z_G}{Z_c}\right)+(1-\alpha)\frac{Z_b+Z_G}{Z_L}\right]^2}$ # $\dfrac{4R_GG_L}{\left[1+\frac{Z_e}{Z_L}+(1-\alpha)\frac{Z_b+Z_G}{Z_L}\right]^2}$
AMPLIFICATION EN PUISSANCE = PUISS. DS. CHARGE / PUISS. DS. L'ENTREE	$\dfrac{R_L}{r_i}\left\lvert\dfrac{\alpha}{1-\alpha+\frac{Z_L+Z_e}{Z_c}}\right\rvert^2 \# \dfrac{R_L}{r_i}\left\lvert\dfrac{\alpha}{1-\alpha}\right\rvert^2$	$\dfrac{R_L}{r_i}\left\lvert\dfrac{\alpha}{1+\frac{Z_L}{Z_c}}\right\rvert^2 \# \dfrac{R_L}{r_i}\lvert\alpha\rvert^2$	$\dfrac{R_L}{r_i}\left\lvert\dfrac{1}{1-\alpha+\frac{Z_e+Z_L}{Z_c}}\right\rvert^2 \# \dfrac{R_L}{r_i}\left\lvert\dfrac{1}{1-\alpha}\right\rvert^2$
GAIN INVERSE / GAIN DIRECT	$\left\lvert\dfrac{Z_e}{\alpha Z_c}\right\rvert^2$	$\left\lvert\dfrac{Z_b}{\alpha Z_c}\right\rvert^2$	$\lvert 1-\alpha\rvert^2$
* GAIN MAX. EN B.F. — GAIN MAX.	$\dfrac{\alpha^2 r_c}{(1-\alpha)(r_e+r_b)\left(1+\sqrt{\frac{r_e+(1-\alpha)r_b}{(1-\alpha)(r_e+r_b)}}\right)^2}$	$\dfrac{\alpha^2 r_c}{(r_e+r_b)\left(1+\sqrt{\frac{r_e+(1-\alpha)r_b}{r_e+r_b}}\right)^2}$	$\dfrac{1}{(1-\alpha)\left(1+\sqrt{\frac{r_e+(1-\alpha)r_b}{(1-\alpha)r_c}}\right)^2}$
IMPEDANCE D'ENTREE	$(r_e+r_b)\sqrt{\dfrac{r_e+(1-\alpha)r_b}{(1-\alpha)(r_e+r_b)}}$	$(r_e+r_b)\sqrt{\dfrac{r_e+(1-\alpha)r_b}{r_e+r_b}}$	$r_c\sqrt{\dfrac{r_e+(1-\alpha)r_b}{(1-\alpha)r_c}}$
IMPEDANCE DE SORTIE	$(1-\alpha)r_c\sqrt{\dfrac{r_e+(1-\alpha)r_b}{(1-\alpha)(r_e+r_b)}}$	$r_c\sqrt{\dfrac{r_e+(1-\alpha)r_b}{r_e+r_b}}$	$(1-\alpha)r_c\sqrt{\dfrac{r_e+(1-\alpha)r_b}{(1-\alpha)r_c}}$

TABLEAU 5 – Grandeurs caractéristiques du fonctionnement d'un transistor en fonction des paramètres h

		EMETTEUR COMMUN	BASE COMMUNE	COLLECTEUR COMMUN
				
PARAMETRES H	11	$h_{bbe} = h_{bb}$	$h_{eeb} = \frac{h_{bb}}{1+\beta-\mu+\Delta h_e} \# \frac{h_{bb}}{1+\beta}$	$h_{bbc} = h_{bb}$
	12	$h_{bce} = \mu$	$h_{ecb} = \frac{h_{bb}h_{cc}-\mu(\beta+1)}{1+\beta-\mu+\Delta h_e} \# \frac{h_{bb}h_{cc}-\mu(\beta+1)}{1+\beta}$	$h_{bec} = 1-\mu \# 1$
	21	$h_{cbe} = \beta$	$h_{ceb} = \frac{-\beta-\Delta h_e}{1+\beta-\mu+\Delta h_e} \# \frac{-\beta}{1+\beta}$	$h_{ebc} = -(1+\beta)$
	22	$h_{cce} = h_{cc}$	$h_{ccb} = \frac{h_{cc}}{1+\beta-\mu+\Delta h_e} \# \frac{h_{cc}}{1+\beta}$	$h_{eec} = h_{cc}$
	Δ	$\Delta h_e = h_{bb}\, h_{cc} - \mu\beta$	$\Delta h_b = \frac{\Delta h_e}{1+\beta-\mu+\Delta h_e} \# \frac{\Delta h_e}{1+\beta}$	$\Delta h_c = h_{bb}\, h_{cc} + (1+\beta)(1-\mu) \# h_{bb}\, h_{cc} + 1 + \beta$
GAIN EN TENSION v_2/v_1		$\frac{-\beta}{h_{bb}(h_{cc}+Y_L)-\mu\beta} \# \frac{-\beta}{h_{bb}Y_L}$	$\frac{\beta}{h_{bb}(h_{cc}+Y_L)-\mu\beta} \# \frac{\beta}{h_{bb}Y_L}$	$\frac{1+\beta}{1+\beta+h_{bb}(h_{cc}+Y_L)} \# 1$
GAIN EN TENSION v_2/e_G		$\frac{-\beta}{(h_{bb}+Z_G)(h_{cc}+Y_L)-\mu\beta} \# \frac{-\beta}{(h_{bb}+Z_G)Y_L}$	$\frac{\beta}{(h_{bb}+Z_G)(h_{cc}+Y_L)+\beta(Z_GY_L-\mu)} \# \frac{\beta}{[h_{bb}+Z_G(1+\beta)]Y_L}$	$\frac{1+\beta}{1+\beta+(h_{bb}+Z_G)(h_{cc}+Y_L)}$
GAIN EN COURANT i_2/i_1		$\frac{\beta Y_L}{h_{cc}+Y_L} \# \beta$	$\frac{-\beta Y_L}{h_{cc}+(1+\beta)Y_L} \# \frac{-\beta}{1+\beta}$	$\frac{-(1+\beta)Y_L}{h_{cc}+Y_L} \# -(1+\beta)$

IMPEDANCE D'ENTREE	$h_{bb} - \dfrac{\mu\beta}{h_{cc}+Y_L} \# h_{bb}$	$\dfrac{h_{bb}(h_{cc}+Y_L)-\mu\beta}{h_{cc}+(1+\beta)Y_L} \# \dfrac{h_{bb}}{1+\beta}$	$h_{bb} + \dfrac{1+\beta}{h_{cc}+Y_L}$
ADMITTANCE DE SORTIE	$h_{cc} - \dfrac{\mu\beta}{h_{bb}+Z_G}$	$\dfrac{h_{cc}(h_{bb}+Z_G)-\mu\beta}{h_{bb}+(1+\beta)Z_G}$	$h_{cc} + \dfrac{1+\beta}{h_{bb}+Z_G}$
GAIN PUISS. DS CHARGE / PUISS. MAX. DU GENER.	$\dfrac{4R_G G_L \lvert\beta\rvert^2}{\lvert(h_{bb}+Z_G)(h_{cc}+Y_L)-\mu\beta\rvert^2}$ $\# 4R_G R_L \left\lvert\dfrac{\beta}{h_{bb}+Z_G}\right\rvert^2$	$\dfrac{4R_G G_L \lvert\beta\rvert^2}{\lvert(h_{bb}+Z_G)(h_{cc}+Y_L)+\beta(Z_G Y_L-\mu)\rvert^2}$ $\# 4R_G R_L \left\lvert\dfrac{\beta}{h_{bb}+(1+\beta)Z_G}\right\rvert^2$	$\dfrac{4R_G G_L \lvert 1+\beta\rvert^2}{\lvert 1+\beta+(h_{bb}+Z_G)(h_{cc}+Y_L)\rvert^2}$
AMPLIFICATION EN PUISSANCE PUISS. DS. CHARGE / PUISS. DS. L'ENTREE	$\dfrac{G_L}{r_i}\left\lvert\dfrac{\beta}{h_{cc}+Y_L}\right\rvert^2 \# \dfrac{R_L}{r_i}\lvert\beta\rvert^2$	$\dfrac{G_L}{r_i}\left\lvert\dfrac{\beta}{h_{cc}+(1+\beta)Y_L}\right\rvert^2 \# \dfrac{R_L}{r_i}\left\lvert\dfrac{\beta}{1+\beta}\right\rvert^2$	$\dfrac{G_L}{r_i}\left\lvert\dfrac{1+\beta}{h_{cc}+Y_L}\right\rvert^2 \# \dfrac{R_L}{r_i}\lvert 1+\beta\rvert^2$
GAIN INVERSE / GAIN DIRECT	$\left\lvert\dfrac{\mu}{\beta}\right\rvert^2$	$\left\lvert\dfrac{h_{bb}h_{cc}-\mu(1+\beta)}{\beta}\right\rvert^2$	$\left\lvert\dfrac{1}{1+\beta}\right\rvert^2$
CAIN MAX. EN B.F. — GAIN MAX.	$\dfrac{\beta^2}{h_{bb}h_{cc}\left(1+\sqrt{\dfrac{\Delta h_e}{h_{bb}h_{cc}}}\right)^2}$	$\dfrac{\beta^2}{h_{bb}h_{cc}\left(1+\sqrt{\dfrac{(1+\beta)\Delta h_e}{h_{bb}h_{cc}}}\right)^2}$	$\dfrac{(1+\beta)^2}{h_{bb}h_{cc}\left(1+\sqrt{1+\dfrac{1+\beta}{h_{bb}h_{cc}}}\right)^2}$
IMPEDANCE D'ENTREE	$h_{bb}\sqrt{\dfrac{\Delta h_e}{h_{bb}h_{cc}}}$	$\dfrac{h_{bb}}{1+\beta}\sqrt{\dfrac{(1+\beta)\Delta h_e}{h_{bb}h_{cc}}}$	$h_{bb}\sqrt{1+\dfrac{1+\beta}{h_{bb}h_{cc}}}$
ADMITTANCE DE SORTIE	$h_{cc}\sqrt{\dfrac{\Delta h_e}{h_{bb}h_{cc}}}$	$\dfrac{h_{cc}}{1+\beta}\sqrt{\dfrac{(1+\beta)\Delta h_e}{h_{bb}h_{cc}}}$	$h_{cc}\sqrt{1+\dfrac{1+\beta}{h_{bb}h_{cc}}}$

	PARAMETRE z	PARAMETRE y	PARAMETRE h
GAIN EN TENSION, v_2/v_1	$\dfrac{z_{21}\,Z_L}{\Delta z + z_{11}\,Z_L}$	$\dfrac{-y_{21}}{y_{22}+Y_L}$	$\dfrac{-h_{21}}{\Delta h + h_{11}\,Y_L}$
GAIN EN TENSION v_2/e_G	$\dfrac{z_{21}\,Z_L}{\Delta z + z_{11}Z_L + z_{22}Z_G + Z_G Z_L}$	$\dfrac{-y_{21}\,Y_G}{\Delta y + y_{11}Y_L + y_{22}Y_G + Y_G Y_L}$	$\dfrac{-h_{21}}{\Delta h + h_{11}Y_L + h_{22}Z_G + Z_G Y_L}$
GAIN EN COURANT i_2/i_1	$\dfrac{-z_{21}}{z_{22}+Z_L}$	$\dfrac{y_{21}\,Y_L}{\Delta y + y_{11}\,Y_L}$	$\dfrac{h_{21}\,Y_L}{h_{22}+Y_L}$
GAIN INVERSE EN TENSION v_1/v_2	$\dfrac{z_{12}\,Z_G}{\Delta z + z_{22}\,Z_G}$	$\dfrac{-y_{12}}{y_{11}+Y_G}$	$\dfrac{h_{12}\,Z_G}{h_{11}+Z_G}$
GAIN INVERSE EN COURANT i_1/i_2	$\dfrac{-z_{12}}{z_{11}+Z_G}$	$\dfrac{y_{12}\,Y_G}{\Delta y + y_{22}\,Y_G}$	$\dfrac{-h_{12}}{\Delta h + h_{22}\,Z_G}$
IMPEDANCE OU ADMITTANCE D'ENTREE	$z_i = z_{11} - \dfrac{z_{12}\,z_{21}}{z_{22}+Z_L}$	$y_i = y_{11} - \dfrac{y_{12}\,y_{21}}{y_{22}+Y_L}$	$z_i = h_{11} - \dfrac{h_{12}\,h_{21}}{h_{22}+Y_L}$
IMPEDANCE OU ADMITTANCE DE SORTIE	$z_s = z_{22} - \dfrac{z_{12}\,z_{21}}{z_{11}+Z_G}$	$y_s = y_{22} - \dfrac{y_{12}\,y_{21}}{y_{11}+Y_G}$	$y_s = h_{22} - \dfrac{h_{12}\,h_{21}}{h_{11}+Z_G}$
GAIN = PUISS. DS. CHARGE / PUISS. MAX DU GENER	$4R_G R_L \left\lvert \dfrac{z_{21}}{\Delta z + z_{11}Z_L + z_{22}Z_G + Z_G Z_L} \right\rvert^2$	$4G_G G_L \left\lvert \dfrac{y_{21}}{\Delta y + y_{11}Y_L + y_{22}Y_G + Y_G Y_L} \right\rvert^2$	$4R_G G_L \left\lvert \dfrac{h_{21}}{\Delta h + h_{11}Y_L + h_{22}Z_G + Z_G Y_L} \right\rvert^2$

AMPLIFICATION EN PUISSANCE = PUISS. DS. CHARGE / PUISS. DS. L'ENTREE	$\frac{R_L}{r_i}\left\lvert\frac{z_{21}}{z_{22}+Z_L}\right\rvert^2$ $(r_i = \mathcal{R}_e\, z_i)$	$\frac{G_L}{g_i}\left\lvert\frac{y_{21}}{y_{22}+Y_L}\right\rvert^2$ $(g_i = \mathcal{R}_e\, y_i)$	$\frac{G_L}{r_i}\left\lvert\frac{h_{21}}{h_{22}+Y_L}\right\rvert^2$
GAIN D'INSERTION = PUISS. DS. CHARGE / PUISS. DS. CHARGE RELIEE DIRECTEMt AU GENER.	$\left[(R_G+R_L)^2+(X_G+X_L)^2\right]\times \left\lvert\frac{z_{21}}{\Delta z + z_{11}Z_L + z_{22}Z_G + Z_G Z_L}\right\rvert^2$	$\left[(G_G+G_L)^2+(B_G+B_L)^2\right]\times \left\lvert\frac{y_{21}}{\Delta y + y_{11}Y_L + y_{22}Y_G + Y_G Y_L}\right\rvert^2$	$\left[(G_L^2+B_L^2)(R_G^2+X_G^2)+2(R_G G_L - X_G B_L)+1\right]\times \left\lvert\frac{h_{21}}{\Delta h + h_{11}Y_L + h_{22}Z_G + Z_G Y_L}\right\rvert^2$
GAIN INVERSE	$4R_G R_L\left\lvert\frac{z_{12}}{\Delta z + z_{11}Z_L + z_{22}Z_G + Z_G Z_L}\right\rvert^2$	$4G_G G_L\left\lvert\frac{y_{12}}{\Delta y + y_{11}Y_L + y_{22}Y_G + Y_G Y_L}\right\rvert^2$	$4R_G G_L\left\lvert\frac{h_{12}}{\Delta h + h_{11}Y_L + h_{22}Z_G + Z_G Y_L}\right\rvert^2$
AMPLIFICATION EN PUISSANCE INVERSE	$\frac{R_G}{r_S}\left\lvert\frac{z_{12}}{z_{11}+Z_G}\right\rvert^2$	$\frac{G_G}{g_S}\left\lvert\frac{y_{12}}{y_{11}+Y_G}\right\rvert^2$	$\frac{R_G}{g_S}\left\lvert\frac{h_{12}}{h_{11}+Z_G}\right\rvert^2$
GAIN D'INSERTION INVERSE	$\left[(R_G+R_L)^2+(X_G+X_L)^2\right]\times \left\lvert\frac{z_{12}}{\Delta z + z_{11}Z_L + z_{22}Z_G + Z_G Z_L}\right\rvert^2$	$\left[(G_G+G_L)^2+(B_G+B_L)^2\right]\times \left\lvert\frac{y_{12}}{\Delta y + y_{11}Y_L + y_{22}Y_G + Y_G Y_L}\right\rvert^2$	$\left[(G_L^2+B_L^2)(R_G^2+X_G^2)+2(R_G G_L - X_G B_L)+1\right]\times \left\lvert\frac{h_{12}}{\Delta h + h_{11}Y_L + h_{22}Z_G + Z_G Y_L}\right\rvert^2$
GAIN MAX. EN B.F. — GAIN MAX.	$\frac{r_{21}^2}{r_{11}r_{22}\left(1+\sqrt{\frac{\Delta r}{r_{11}r_{22}}}\right)^2}$	$\frac{g_{21}^2}{g_{11}g_{22}\left(1+\sqrt{\frac{\Delta g}{g_{11}g_{22}}}\right)^2}$	$\frac{h_{21}^2}{h_{11}h_{22}\left(1+\sqrt{\frac{\Delta h}{h_{11}h_{22}}}\right)^2}$
RESISTANCE OU CONDUCTANCE D'ENTREE	$r_i = \sqrt{\frac{r_{11}\Delta r}{r_{22}}}$	$g_i = \sqrt{\frac{g_{11}\Delta g}{g_{22}}}$	$r_i = \sqrt{\frac{h_{11}\Delta h}{h_{22}}}$
RESISTANCE OU CONDUCTANCE DE SORTIE	$r_S = \sqrt{\frac{r_{22}\Delta r}{r_{11}}}$	$g_S = \sqrt{\frac{g_{22}\Delta g}{g_{11}}}$	$g_S = \sqrt{\frac{h_{22}\Delta h}{h_{11}}}$

TABLEAU 7 – Valeurs limites en B.F. et en H.F. et fréquence critique pour les principaux paramètres du montage émetteur commun

	LIMITE BF	LIMITE HF	FREQUENCE DE COUPURE	FIG.
ADMITTANCE D'ENTREE EN c.c. $y_{bbe} = \frac{1}{h_{bbe}}$	$\frac{g_{b'e}}{1+r_{bb'}g_{b'e}} + j\omega \frac{C_{b'c}}{(1+r_{bb'}g_{b'e})^2}$	$\frac{1}{r_{bb'}}$	$\frac{1+r_{bb'}g_{b'e}}{2\pi r_{bb'}C_{b'e}} = f_y$	g b (g) a (c)
ADMITTANCE D'ENTREE EN c.o. l_{bbe}	$\frac{g_{b'e}(g_{ce}+g_{b'c})+g_m g_{b'c}}{(g_{ce}+g_{b'c})(1+r_{bb'}g_{b'e})+r_{bb'}g_m g_{b'c}} + j\omega \frac{C_{b'e}(g_{ce}+g_{b'c})^2+C_{b'c}g_m g_{ce}}{\left[(g_{ce}+g_{b'c})(1+r_{bb'}g_{b'e})+r_{bb'}g_m g_{b'c}\right]^2}$	$\frac{1}{r_{bb'}}$	$\frac{(g_{ce}+g_{b'c})(1+r_{bb'}g_{b'e})+r_{bb'}g_m g_{b'c}}{2\pi\left[C_{b'c}(1+r_{bb'}g_{b'e}+r_{bb'}g_m) + C_{b'e}r_{bb'}(g_{ce}+g_{b'c})\right]}$	g b (g) a (c)
TRANSADMITTANCE INVERSE EN c.c. y_{bce}	$\frac{-g_{b'c}}{1+r_{bb'}g_{b'e}} - j\omega \frac{C_{b'c}(1+r_{bb'}g_{b'e})-C_{b'e}r_{bb'}g_{b'c}}{(1+r_{bb'}g_{b'e})^2}$	$-\frac{C_{b'c}}{r_{bb'}C_{b'e}}$	$\frac{1+r_{bb'}g_{b'e}}{2\pi r_{bb'}C_{b'e}} = f_\beta$	g b (-g) a (-c)
GAIN INVERSE EN TENSION EN c.o. $h_{bce}=\mu$	$\lvert h_{bce}\rvert = \frac{g_{b'c}}{g_{b'e}}$ $\varphi = \text{Arc tg}\frac{\omega C_{b'c}}{g_{b'c}} - \text{Arc tg}\frac{\omega C_{b'e}}{g_{b'e}}$	$\lvert\rvert = \frac{C_{b'c}}{C_{b'e}}$	$\# \frac{g_{b'c}}{2\pi C_{b'c}} = f_\mu$	12

TRANSADMITTANCE EN c.c. y_{cbe}	$\frac{g_m}{1+r_{bb'}g_{b'e}} - j\omega \frac{C_{b'e} r_{bb'} g_m}{(1+r_{bb'}g_{b'e})^2}$	$-\frac{C_{b'c}}{r_{bb'}C_{b'e}}$	$\frac{1+r_{bb'}g_{b'e}}{2\pi r_{bb'}C_{b'e}} = f_y$	9 a (g) a (-c)
GAIN EN COURANT EN c.c. $h_{cbe} = \beta$	$\lvert h_{cbe} \rvert = \frac{g_m}{g_{b'e}}$ $\varphi = -\text{Arc tg} \frac{\omega C_{b'e}}{g_{b'e}}$	$\lvert\lvert = 0$ $\varphi = \frac{\pi}{2}$	$\frac{g_{b'e}}{2\pi C_{b'e}} = f_\beta$	10
GAIN EN TENSION v_2/v_1 en c.o. l_{cbe}	$\lvert l_{cbe} \rvert = \frac{g_m}{(1+r_{bb'}g_{b'e})(g_{ce}+g_{b'c})+r_{bb'}g_m g_{b'c}}$ $\varphi \pi = \text{Arc tg} \frac{\omega\left[C_{b'c}(1+r_{bb'}g_{b'e}+r_{bb'}g_m)+C_{b'e}r_{bb'}(g_{ce}+g_{b'c})\right]}{(g_{ce}+g_{b'c})(1+r_{bb'}g_{b'e})+r_{bb'}g_m g_{b'c}}$	$\lvert\lvert = 0$ $\varphi = 0$	$\frac{(g_{ce}+g_{b'c})(1+r_{bb'}g_{b'e})+r_{bb'}g_m g_{b'c}}{2\pi\left[C_{b'c}(1+r_{bb'}g_{b'e}+r_{bb'}g_m) + C_{b'e} r_{bb'}(g_{ce}+g_{b'c})\right]}$	11
ADMITTANCE DE SORTIE EN c.c. y_{cce}	$g_{ce}+g_{b'c}+\frac{r_{bb'}g_m g_{b'c}}{1+r_{bb'}g_{b'e}}$ $+j\omega\left[C_{b'c}+r_{bb'}g_m \frac{C_{b'c}(1+r_{bb'}g_{b'e})-C_{b'e}r_{bb'}g_{b'c}}{(1+r_{bb'}g_{b'e})^2}\right]$	$g_{ce}+g_{b'c}+g_m\frac{C_{b'c}}{C_{b'e}}$ $+j\omega C_{b'c}$	$\frac{1+r_{bb'}g_{b'e}}{2\pi r_{bb'}C_{b'e}} = f_y$	g b (g) a (-c)
ADMITTANCE DE SORTIE EN c.o. $h_{cce} = h_{cc}$	$y_{ce}+g_{b'c}+g_m\frac{g_{b'c}}{g_{b'e}}$ $+j\omega\left(C_{b'c}+g_m\frac{C_{b'c}g_{b'e}-C_{b'e}g_{b'c}}{g_{b'e}^2}\right)$	$g_m\frac{C_{b'c}}{C_{b'e}}$ $+j\omega C_{b'c}$	$\frac{g_{b'e}}{2\pi C_{b'e}} = f_\beta$	g b (g) a (c)

TABLEAU 8 – Valeurs limites en B.F. et en H.F. et fréquence critique pour les principaux paramètres du montage base commune

	LIMITE BF	LIMITE HF	FREQUENCE DE COUPURE	Fig.
ADMITTANCE D'ENTREE EN c.c. $y_{eeb} = \frac{1}{h_{eeb}}$	$\frac{g_{b'e}+g_m}{1+r_{bb'}g_{b'e}} - j\omega C_{b'e}\frac{r_{bb'}g_m - 1}{(1+r_{bb'}g_{b'e})^2}$	$\frac{1}{r_{bb'}} + j\omega C_{b'c}$	$\frac{1+r_{bb'}g_{b'e}}{2\pi r_{bb'}C_{b'e}} f_y$	9 a (g) a (-c)
IMPEDANCE D'ENTREE EN c.c. $h_{eeb} = \frac{1}{y_{eeb}}$	$\frac{1+r_{bb'}g_{b'e}}{g_{b'e}+g_m} + j\omega C_{b'e}\frac{g_m r_{bb'} - 1}{(g_m+g_{b'e})^2}$	$r_{bb'} - j\omega r_{bb'}^2 C_{b'c}$	$\frac{g_m+g_{b'e}}{2\pi C_{b'e}} f_\alpha$	9 b (r) a (L).
TRANSADMITTANCE INVERSE EN c.c. y_{ecb}	$-g_{ce} - g_{b'c}\frac{r_{bb'}(g_m+g_{b'e})}{1+r_{bb'}g_{b'e}}$ $-j\omega\left[C_{b'c}+(r_{bb'}g_m-1)\frac{C_{b'c}(1+r_{bb'}g_{b'e})-C_{be}r_{bb'}g_{b'c}}{(1+r_{bb'}g_{b'e})^2}\right]$	$-g_{ce}-g_{be}$ $-\frac{C_{b'c}}{C_{b'e}}\left(g_m-\frac{1}{r_{bb'}}\right)$ $-j\omega C_{b'c}$	$\frac{1+r_{bb'}g_{b'e}}{2\pi r_{bb'}C_{b'e}} = f_y$	9 b (-g) a (-c)
GAIN INVERSE EN TENSION EN c.c. h_{ecb}	$\lvert h_{ecb}\rvert = r_{bb'}g_{b'c} + g_{ce}\frac{1+r_{bb'}g_{b'e}}{g_m+g_{b'e}}$ $\varphi = \text{Arc tg}\frac{\omega\left[C_{b'e}(g_{ce}+g_{b'c})+C_{b'c}(g_m+g_{b'e})\right]}{g_{b'c}(g_m+g_{b'e})+g_{ce}\left(g_{b'e}+\frac{1}{r_{bb'}}\right)}$ $-\text{Arc tg}\frac{\omega C_{b'e}}{g_m+g_{b'e}}$	$\lvert\rvert = 1$ $\varphi = 0$	$\frac{g_{b'c}(g_m+g_{b'e})+g_{ce}\left(\frac{1}{r_{bb'}}+g_{b'e}\right)}{2\pi\left[C_{bc}(g_m+g_{be})+C_{b'e}(g_{ce}+g_{b'c})\right]}$	13
TRANSADMITTANCE EN c.c. y_{ceb}	$\frac{-g_m}{1+r_{bb'}g_{b'e}} + j\omega\frac{C_{b'e}g_m r_{bb'}}{(1+r_{bb'}g_{b'e})^2}$	$-g_{ce}-g_{b'c}$ $-\frac{C_{bc}}{C_{b'e}}\left(g_m-\frac{1}{r_{bb'}}\right)$ $-j\omega C_{bc}$	$\frac{1+r_{bb'}g_{b'e}}{2\pi r_{bb'}C_{b'e}} = f_y$	9 a (-g) a (c)
GAIN EN COURANT EN c.c. $h_{ceb} = \alpha$	$\lvert\alpha\rvert = \frac{g_m}{g_m+g_{b'e}}$ $\varphi = -\text{Arc tg}\frac{\omega C_{b'e}}{g_m+g_{b'e}}$	$\lvert\alpha\rvert = 0$ $\varphi = \frac{\pi}{2}$	$\frac{g_m+g_{b'e}}{2\pi C_{b'e}} f_\alpha$	10
ADMITTANCE DE SORTIE EN c.c. h_{ccb}	$g_{b'c}+g_{ce}\frac{g_{b'e}}{g_m+g_{b'e}}$ $+j\omega\left(C_{b'c}+C_{b'e}\frac{g_m g_{ce}}{(g_m+g_{b'e})^2}\right)$	$g_{ce}+j\omega C_{b'c}$	$\frac{g_m+g_{b'e}}{2\pi C_{b'e}} f_\alpha$	9 b (g) a (c)

$h_{eeb} = h_{bbe}$ $\quad h_{cab} = -h_{cbe}$ $\quad y_{ceb} = y_{cce}$

TABLEAU 9 – Valeurs limites en B.F. et en H.F. pour les principaux paramètres du montage collecteur commun.

	LIMITE BF	LIMITE HF	FREQUENCE DE COUPURE	Fig.
ADMITTANCE D'ENTREE EN c.o. l_{bbc}	$g_{b'c} + g_{ce}\dfrac{g_{b'e}}{g_{b'e}+g_m} + j\omega\left[C_{b'c} + C_{b'e}\dfrac{g_m g_{ce}}{(g_{b'e}+g_m)^2}\right]$	$\dfrac{1}{r_{bb'}}$	$\dfrac{g_m + g_{b'e}}{2\pi C_{b'e}} = f_\alpha$ (pour $r_{bb'}=0$ et $\lim HF = g_{ce}+g_{b'c}+j\omega C_{b'c}$)	g b (g) a (c)
GAIN INVERSE EN TENSION EN c.o. h_{bec}	1	1 $\varphi \# 0$		
TRANSADMITTANCE EN c.c. y_{ebc}	$\dfrac{-g_{b'e}-g_m}{1+r_{bb'}g_{b'e}} + j\omega C_{b'e}\dfrac{r_{bb'}g_m - 1}{(1+r_{bb'}g_{b'e})^2}$	$-\dfrac{1}{r_{bb'}}$	$\dfrac{1 + r_{bb'}g_{b'e}}{2\pi r_{bb'} C_{b'e}} = f_Y$	g a(-g) a(c)
GAIN EN COURANT EN c.c. $h_{ebc} = -(1+\beta)$	$\lvert h_{ebc}\rvert = \dfrac{g_m + g_{b'e}}{g_{b'e}}$ $\varphi = \pi + \mathrm{Arc\,tg}\dfrac{\omega C_{b'e}}{g_m + g_{b'e}} - \mathrm{Arc\,tg}\dfrac{\omega C_{b'e}}{g_{b'e}}$	$\lvert h_{ebc}\rvert = 1$ $\varphi = \pi$	$\# \dfrac{g_{b'e}}{2\pi C_{b'e}} = f_\beta$	
GAIN EN TENSION EN c.o. l_{cbe}	1	1 $\varphi \# 0$		

$$y_{bbc} = \frac{1}{h_{bbc}} = -y_{bec} = y_{bbe} \qquad y_{eec} = y_{eeb} \qquad h_{eec} = h_{cce}$$

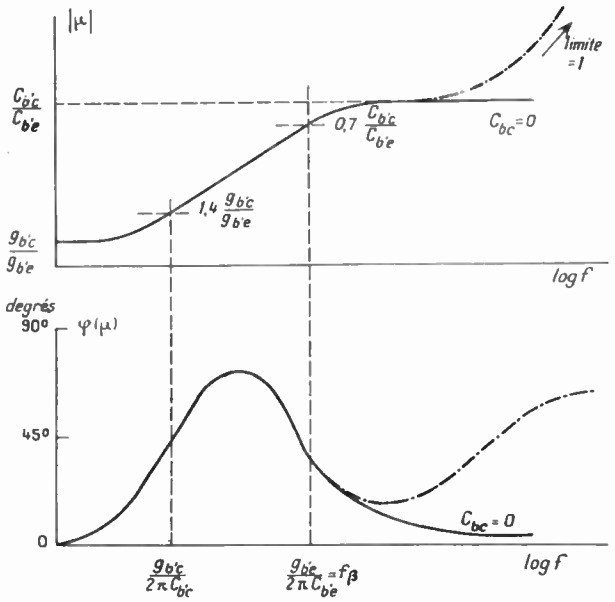


FIG. 12. — Variation en fonction de la fréquence du gain inverse en tension en circuit ouvert pour le montage émetteur commun.

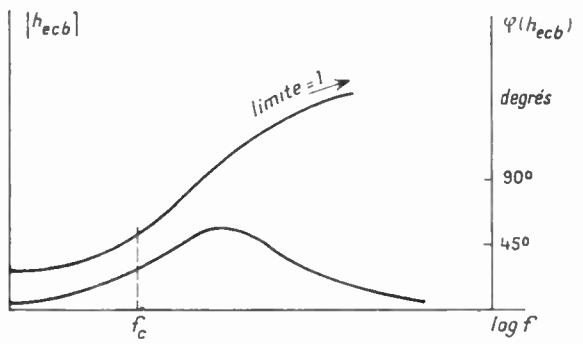


FIG. 13.— Gain inverse en tension pour l'entrée en circuit ouvert dans le montage base commune.

on a vu que ce gain ne pouvait être défini qu'aux fréquences très basses et très hautes pour un transistor non neutrodyné et on a trouvé la valeur de ce gain en fonction de la fréquence pour un transistor émetteur commun neutrodyné.

Pour un transistor émetteur commun, les valeurs du gain maximum avec et sans neutrodynage sont très voisines quand ces dernières existent (fig. 14).

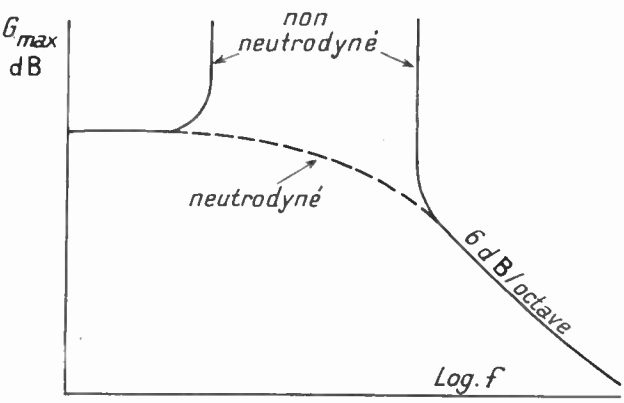


FIG. 14. — Gain maximum d'un transistor émetteur commun en fonction de la fréquence – en pointillé transistor neutrodyné.

Aux fréquences élevées le gain maximum a pour valeur :

$$G_{max} = \frac{g_m}{4\,\omega^2\, r_{bb'}\, C_{b'e}\, C_{b'c}}$$

c'est-à-dire décroît avec une pente de 6 dB par octave.

Les impédances adaptées correspondantes sont des résistances pures égales à $r_{bb'}$ à l'entrée et $\frac{C_{b'e}}{g_m C_{b'c}}$ à la sortie.

Pour le montage base commune, le gain maximum du transistor neutrodyné en basse fréquence est inférieur de quelques dB à celui du transistor non neutrodyné (28,5 dB contre 33). Aux fréquences élevées les deux gains deviennent égaux à celui du montage émetteur commun et les impédances adaptées d'entrée et de sortie sont également les mêmes.

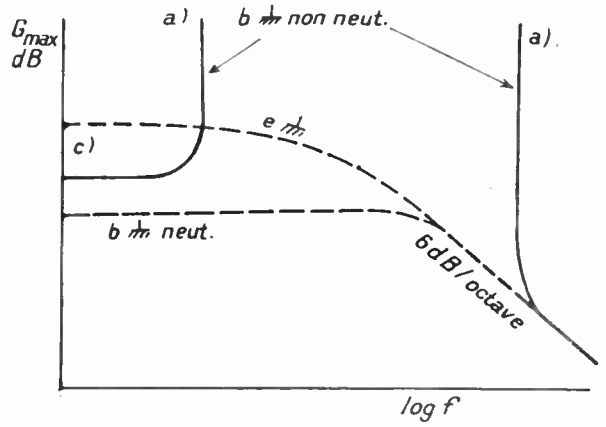


FIG. 15. — Gain maximum d'un transistor base commune en fonction de la fréquence :

a) transistor non neutrodyné ;

b) transistor neutrodyné ;

c) pour référence gain maximum dans le montage émetteur commun.

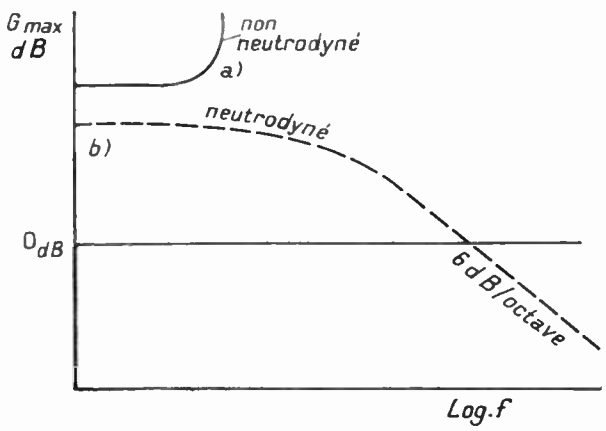


FIG. 16. — Gain maximum d'un transistor collecteur commun en fonction de la fréquence :

a) Le transistor non neutrodyné n'est stable qu'aux très basses fréquences ;

b) Le transistor neutrodyné a un gain qui devient vite très faible.

Pour le montage collecteur commun (fig. 16), le gain maximum du transistor non neutrodyné

ne peut être défini qu'aux très basses fréquences. Celui du transistor neutrodyné dépend fortement du circuit de neutrodynage [12]. Avec le circuit de la figure 7, on trouve en basse fréquence une valeur très inférieure (9 dB contre 16) qui tombe à 1 pour une fréquence de l'ordre de f_β et décroît ensuite avec une pente de 6 dB par octave.

Il est enfin intéressant de trouver un facteur de mérite caractérisant l'aptitude d'un transistor à fonctionner à des fréquences élevées. Les fréquences de coupure des différents paramètres n'ont pas grande signification à cet égard et il semble beaucoup plus intéressant de choisir la fréquence maxima d'oscillation f_m. C'est la fréquence pour laquelle le gain maximum dans les montages émetteur commun ou base commune est égal à 1.

$$f_m = \frac{1}{4\pi}\sqrt{\frac{g_m}{r_{bb'}\,C_{b'e}\,C_{b'c}}} \# \sqrt{\frac{f_\alpha}{8\pi\, r_{bb'}\,C_{b'c}}} \# \sqrt{\frac{\beta_0 f_\beta}{8\pi\, r_{bb'}\,C_{b'c}}}$$

et le gain maximum de ces montages aux fréquences élevées est :

$$G_{max} = \left(\frac{f_m}{f}\right)^2$$

Conclusion.

Les formules précédentes permettent de calculer à toutes fréquences les paramètres fondamentaux d'un transistor en régime linéaire. On peut pour cela, soit utiliser directement les grandeurs du schéma équivalent naturel, soit calculer à partir d'elles les paramètres z ou h et employer les formules correspondantes. Cette dernière méthodes est en général plus compliquée, sauf en très basse fréquence.

L'emploi du schéma équivalent naturel et des courbes universelles de variation des paramètres en fonction de la fréquence conduit à une déterminatio très rapide du circuit à associer à un transistor en haute fréquence.

Une étude plus détaillée figurera dans un ouvrage qui sera publié prochainement.

BIBLIOGRAPHIE

[1] R.F. Shea. Principles of transistor circuits. J. Wiley and Sons. N.Y., 1953.

[2] R.L. Wallace et W. Pietenpol. Some circuit properties and applications of n.p.n. transistors. *B.S.T.J.*, 30, juillet 1951, p. 530.

[3] J.M. Ryder et R.J. Kircher. Some circuit aspects of the transistor. (*Bell Syst. Tech. J.*, 28, juillet 1949, p. 367).

[4] F.R. Stancel. Transistor equations. *Electronics*, 26, mars 1953, p. 156.

[5] C.C. Cheng. Transistor equations using h parameters. *Electronics*, 27, avril 1954, p. 191.

[6] J.M. Early. Design theory of junction transistors. *Bell Syst. Tech. J.*, 23, novembre 1953, p. 1271.

[7] J. Zawels. The natural equivalent circuit of junction transistors. *R.C.A. Rev.*, 16, sept. 1955, p. 360.

[8] L.J. Giacoletto. Study of p.n.p. alloy junction transistors from DC through medium frequencies. *R.C.A. rev.*, 15, déc. 1954, p. 506.

[9] L.J. Giacoletto. Terminology and equations for linear active four terminal networks including transistors. *R.C.A. rev*, 15, mars 1953, p. 28.

[10] G.Y. Chu. Unilateralization of junction transistor amplifiers at high frequencies. *Proc. I.R.E.*, 43, août 1955, p. 1001.

[11] A.P. Stern, C.A. Aldridge, W.F. Chow. Internal feedback and neutralization of transistors amplifiers. *Proc. I.R.E.*, 43, juillet 1955, p. 838.

[12] S.J. Mason. Power gain in feedback amplifiers. *Transactions of the I.R.E.*, vol. C.T.I., juin 1954, p. 20.

DÉTERMINATION DES BOBINAGES UTILISANT DES POTS FERMÉS FERROXCUBE

PAR

J. ARRAZAU

Ingénieur à la Cie des Produits Elémentaires pour Industries Modernes
Ingénieur I.E.G. et radio E.S.E.

1. — Introduction.

Depuis cinq années, l'utilisation des pots fermés Ferroxcube comme noyaux de bobines d'inductances s'est généralisée. La détermination des inductances, avec ou sans noyau ferro-magnétique, est bien connue dans la technique des télécommunications. Cependant certains utilisateurs rencontrent des difficultés quand il s'agit d'effectuer cette détermination pour un pot fermé Ferroxcube. Pour cette raison, nous pensons qu'il est utile de donner, dans le présent article, un complément d'information sur ce sujet.

Nous commencerons par rappeler certaines données fondamentales sur les circuits magnétiques, portant particulièrement sur les circuits fermés avec entrefer. Nous indiquerons dans la suite de l'article quelques exemples de détermination de bobinages utilisant des types de pots fermés Ferroxcube les plus courants. Nous terminerons par des considérations d'ordre pratique sur la réalisation de ces bobinages.

On sait que les pots fermés Ferroxcube ont été initialement développés comme noyaux de bobines d'inductances de filtres utilisées en téléphonie par courants porteurs, avec les exigences d'une stabilité et d'une qualité élevées (1). Leur application s'est étendue aux inductances de charge des câbles téléphoniques (bobines Pupin). Ils s'imposent aujourd'hui dans tous les circuits d'équipements électroniques chaque fois que l'on a besoin d'inductances de performances élevées, sous un faible encombrement.

2. — Choix de la perméabilité du circuit.

La première question qui se pose est la détermination du coefficient de self-induction L.

Si le bobinage est réalisé sur un tore, de section homogène formé d'un même matériau ferro-magnétique, la self-induction de cette bobine idéale qui constitue un circuit magnétique fermé parfait (sans flux de fuite) est :

$$L = \mu_t L_0$$

avec :

μ_t : *perméabilité torique* du matériau ferro-magnétique.*

L_0 : self-induction de la bobine sans noyau ferro-magnétique.

En utilisant les symboles définis par le tableau N° 1, on sait que :

$$L_0 = \frac{4\pi n^2}{\frac{l}{S}} 10^{-7} \text{ (henrys)}$$

Maintenant, si le tore est constitué par une suite

(*) On écrit également : $\mu_t = \mu_r \times \mu_o$.

μ_r étant la perméabilité magnétique relative du milieu et μ_o la perméabilité magnétique du « vide ».

de circuits magnétiques de perméabilité torique et de section différente, on a :

$$L = \frac{4\pi n^2}{\Sigma \frac{1}{\mu_t} \cdot \frac{l}{S}} 10^{-7} \text{ (henrys)} \qquad (1)$$

L'expression $\Sigma \frac{1}{\mu_t} \cdot \frac{l}{S}$ s'appelle la réluctance du circuit, on l'écrit habituellement sous la forme suivante :

$$\frac{1}{\mu'} \Sigma \frac{l}{S}$$

μ' est la *perméabilité effective* du circuit ; c'est la perméabilité d'un circuit magnétique de même forme, mais constitué avec un matériau imaginaire homogène et qui donnerait la même réluctance.

Il en résulte que la formule (1) s'écrit :

$$L = \mu' \frac{4\pi n^2}{\Sigma \frac{l}{S}} 10^{-7} \text{ (henrys)} \qquad (1\,a)$$

Les formules (1) et (1 *a*) sont donc applicables à un pot fermé avec ou sans entrefer. Toutefois les entrefers doivent être perpendiculaires aux lignes de force, et leurs longueurs suffisamment faibles pour que le flux de fuite qui en résulte puisse être considéré comme négligeable.

Il convient également de remarquer que pour obtenir des inductances de bonnes stabilité, qualité et reproductibilité, il faut utiliser des matériaux ferro-magnétiques préalablement désaimantés et travaillant à des champs de très faible intensité : c'est-à-dire, dans le domaine d'application de la loi de Rayleigh (2). Si les champs sont assez faibles, on peut confondre en première approximation, la perméabilité torique avec la *perméabilité initiale* μ_0, cette dernière étant une véritable constante, à une température donnée et pour des fréquences peu élevées.*

La perméabilité initiale varie de 1 (entrefer) à 50 000 (alliages à forte teneur de nickel).

Il résulte de la formule (1 *a*) que pour un circuit magnétique donné et un nombre de tours réduit, le maximum du self-induction sera obtenu en faisant μ' le plus élevé possible, donc en supprimant les entrefers. Cependant la valeur de μ' est, en pratique, limitée par les facteurs suivants :

1) coefficient de température de la perméabilité,

2) les pertes ferro-magnétiques,

3) la stabilité en fonction du temps.

Si les matériaux ne travaillent plus à des inductions très faibles, il faut y adjoindre les facteurs suivants :

4) distorsion due aux pertes par hystérésis.

5) modification de la perméabilité d'amplitude.

L'influence de ces facteurs est d'autant plus importante que μ' est élevé. Cette influence sera examinée par la suite. Dès maintenant, nous pouvons dire qu'il existe toujours une limitation pour chacune de ces influences, et grâce au choix judicieux de μ'. Ce choix ne peut être obtenu que si l'on dispose d'une gamme étendue de valeurs de μ', résultat possible si l'on donne à l'entrefer d'un même pot différentes longueurs, bien déterminées.

3. — Pots fermés Ferroxcube.

Les matériaux Ferroxcube (abréviation $F \times C$) sont des ferrites magnétiques « doux ». En raison de leur structure non-métallique, leur résistivité électrique est relativement plus élevée que celle des autres matériaux magnétiques. Ils sont donc utilisables en *HF* sous forme massive, et l'influence des courants de Foucault reste limitée (1 et 2).

La forme de pot fermé, seul mode de construction employé dans le cas du Ferroxcube, présente certains avantages sur les réalisations en forme de tore encore pratiquées pour les bobines professionnelles, bien que cette dernière forme offre un flux de fuite minimum.

Tout d'abord, la méthode de bobinage est plus simple et la capacité répartie plus faible. Ensuite la longueur des entrefers peut être déterminée de façon à satisfaire la donnée la plus critique du problème posé (surtension optimum, coefficient d'hystérésis ou de température faibles, stabilité dans le temps élevée, ajustage du coefficient de self-induction). La perméabilité effective μ' varie de 15 à 120 dans les différentes applications courantes. Par contre, les noyaux en poudre de fer ou d'alliage ont, pour ainsi dire, un entrefer « incorporé » que l'on ne peut pas diminuer. De plus, avec les alliages fer-nickel et les différentes poudres de fer, il existe un ou plusieurs groupes de perméabilités, chacun d'eux exigeant un procédé de fabrication différent. Il en résulte souvent des difficultés de reproductibilité. On ne rencontre pas ces difficultés avec le Ferroxcube (à condition que la perméabilité μ_0 soit assez élevée). Il est donc possible de réaliser une perméabilité effective μ' identique, par le choix d'un même entrefer, pour des fabrications de série.

Les pots fermés en Ferroxcube permettent d'obtenir, d'une part, un blindage magnétique très efficace ; d'autre part, la haute perméabilité de ces matériaux, jointe à un degré élevé de fini mécanique, donne à la réluctance des contacts extérieurs une valeur

(*) Dans le domaine d'application de la loi de Rayleigh on peut écrire :

$$\mu_t = \frac{B_1}{H_1} = \mu_0 + 2\,b\,H_1$$

b : constante de Rayleigh fonction du matériau.

H_1 : amplitude du champ correspondant à l'induction B_1.

suffisamment faible et stable. De tels pots se prêtent à des réalisations compactes, sans qu'il soit nécessaire de blinder séparément chaque bobine pour éviter l'induction-mutuelle, et la stabilité mécanique demeure parfaite.

A inductance égale, la qualité des pots fermés Ferroxcube est supérieure à celle des bobines réalisées avec d'autres matériaux magnétiques. De plus la réduction de volume est importante. C'est ainsi qu'un pot fermé Ferroxcube de 11 cm³ et $Q = 600$ à 60 kc/s, remplace une bobine de 210 cm³ et $Q = 220$ à la même fréquence (1).

D'après la disposition de l'entrefer, on peut diviser les pots fermés Ferroxcube en deux groupes :

1. — Pots à entrefers symétriques. Les deux entrefers sont situés de part et d'autre du noyau central (Fig. 1). C'est le cas pour les types de pot 36/22 – 25/17,5 – 25/16 et 25/12. Afin de limiter

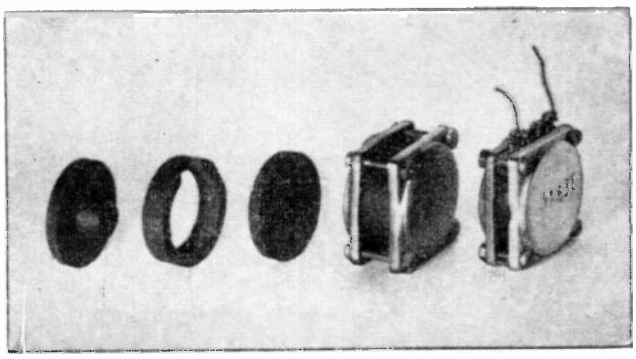


FIG. 1. — Pot à entrefers symétriques. — Le noyau central est collé sur un plateau en interposant une cale non-ferro-magnétique.

l'influence du flux de fuite, lorsque la longueur totale d'entrefer est supérieure à 0,5 mm, il y a lieu d'égaliser la longueur de chaque entrefer par interposition d'une cale non-ferro-magnétique. Cette construction est intéressante du point de vue de la technologie de fabrication.

2. — Pots à entrefer central. Ce groupe se subdivise lui-même en :

a) Pots doubles, dont la construction est identique à celle des pots du groupe précédent mais obtenue en doublant le nombre des anneaux et des noyaux centraux (Fig. 2). C'est le cas des types de pots de

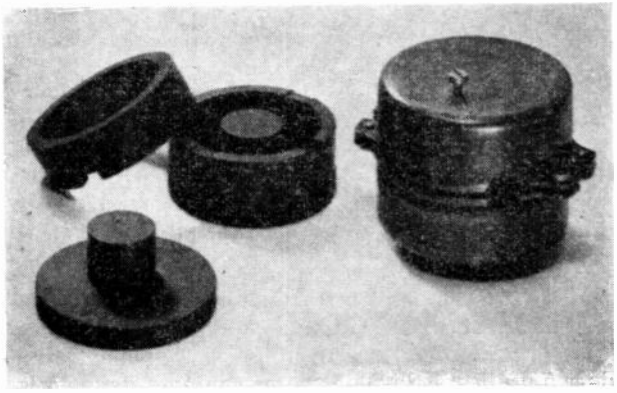


FIG. 2. — Pot double utilisé en basses fréquences.

grandes dimensions : 60/42 – 45/39 – 36/32 et 36/25, utilisés en basses fréquences.

b) Pots en demi-coquilles. La construction est plus simple et se prête à la réalisation de pots de petites dimensions (Fig. 3). C'est le cas des types de pots 25/16 – 18/12 et 14/8.

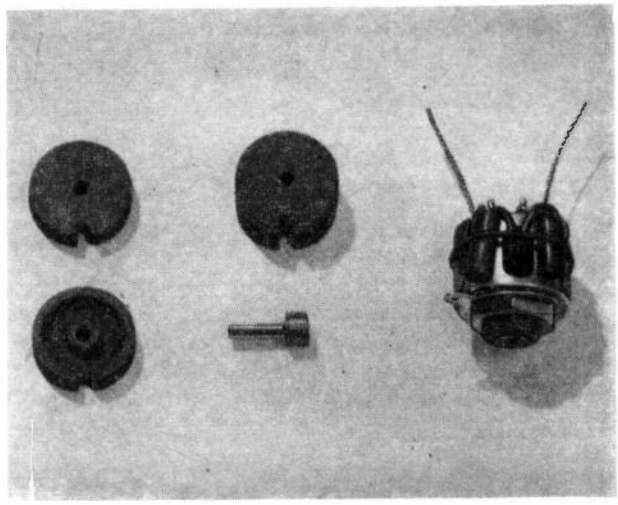


FIG. 3. — Pot en demi-coquille réglable par une vis de réglage se déplaçant dans le trou central.

Pour des raisons concernant seulement la stabilité et la qualité, les variétés de $F \times C$ 3 *B* (ferrites *Mn-Zn*) sont utilisées à des fréquences ne dépassant pas 500 kc/s. Les $F \times C$ 4 *A* et 4 *B* (ferrites *Ni-Zn*) sont respectivement utilisés pour des gammes de fréquences de 500 kc/s à 1 Mc/s et de 1 Mc/s à 2 Mc/s.*

1. — Coefficient de température.

Dans l'équation (1 *a*) le seul terme qui soit fonction de la température est μ'. En effet, les variations de l'expression $\Sigma \frac{l}{S}$ peuvent être négligées (l'influence des dilatations intervenant dans le Ferroxcube ou le dispositif de montage est pratiquement inexistante).

Nous pouvons écrire :

$$\frac{dL}{L\,dT} = \frac{d\mu'}{\mu'\,dT} \qquad (2)$$

Dans le cas d'un circuit magnétique de longueur l et dans lequel on a pratiqué un entrefer de longueur Δ, on a par définition de μ' :

$$\frac{1}{\mu'} \cdot \frac{l+\Delta}{S} = \frac{1}{\mu_0}\frac{l}{S} + \frac{\Delta}{S} \qquad (3)$$

(*) Les perméabilités initiales de ces variétés mesurées à 20° C (tolérances à ± 20 %) (3) sont les suivantes :

$F \times C - 3\,B$: 900.

$F \times C - 4\,A$: 600.

$F \times C - 4\,B$: 250.

(Si la section S n'est pas la même sur toute la longueur l, on devra considérer les éléments de circuit de section homogène S et de longueur l', de façon que la réluctance reste la même).

On déduit de (3) :

$$\mu' = \frac{l + \Delta}{\frac{l}{\mu_0} + \Delta} = \frac{\frac{l}{\Delta} + 1}{\frac{l}{\Delta} + \mu_0} \cdot \mu_0$$

Par différentiation par rapport à μ_0 on a :

$$\frac{d\mu'}{d\mu_0} = \frac{\left(\frac{l}{\Delta} + 1\right)\frac{l}{\Delta}}{\left(\frac{l}{\Delta} + \mu_0\right)^2} \qquad (4)$$

Pour un petit entrefer $\frac{l}{\Delta} \gg 1$ on peut écrire :

$$\frac{d\mu'}{d\mu_0} = \frac{\left(\frac{l}{\Delta} + 1\right)^2}{\left(\frac{l}{\Delta} + \mu_0\right)^2} = \left(\frac{\mu'}{\mu_0}\right)^2$$

Par conséquent :

$$\frac{d\mu'}{\mu' dT} = \frac{d\mu_0}{\mu_0^2 dT} \cdot \mu' \qquad (5)$$

Le terme $\frac{d\mu_0}{\mu_0^2 dT}$ est une constante pour un matériau donné*. Le coefficient de température de l'inductance est donc :

$$\frac{dL}{L dT} = \frac{d\mu_0}{\mu_0^2 dT} \mu' \qquad (6)$$

Pour le Ferroxcube le terme $\frac{d\mu_0}{\mu_0^2 dT}$ est positif, aux températures usuelles d'utilisation. Il est possible de le diminuer, de l'annuler, et même de le rendre négatif par l'application d'un champ polarisant d'intensité appropriée (2). Cela peut être obtenu en remplaçant l'entrefer par du « Ferroxdure ». : ferrites magnétiques « durs » à champ coercitif et à résistivité élevés. Ce procédé présente l'inconvénient d'augmenter l'entrefer et de diminuer μ_0, que l'on doit remplacer dans ce cas par la perméabilité différentielle μ_Δ.

(*) Pour les différentes variétés de Ferroxcube, les valeurs maxima de $\frac{d\mu_0}{\mu_0^2 dT}$ entre 20 et 50°C sont les suivantes (3) :

$F\times C - 3\ B\ 1 : 3 \times 10^{-6}$	$FxC - 3\ B\ 4 : 4 \times 10^{-6}$
$F\times C - 3\ B\ 2 : 2 \times 10^{-6}$	$FxC - 4\ A\ \ : 6 \times 10^{-6}$
$F\times C - 3\ B\ 3 : 2 \times 10^{-6}$	$FxC - 4\ B\ \ : 8 \times 10^{-6}$

5. — Pertes dans le noyau et le bobinage.

Une inductance réelle comprend, en série avec le terme purement inductif, la résistance série de pertes totales R_{tot}, et en parallèle sur ces deux élément la capacité répartie du bobinage. R_{tot} représente les pertes dans le bobinage et dans le noyau, chacune de ces pertes étant à son tour schématisée par une résistance.

Il est courant d'utiliser l'inverse du coefficient de surtension d'une inductance :

$$\frac{1}{Q} = tg\ \delta = \frac{R_{tot}}{L\omega}$$

Ce facteur est obtenu en additionnant les divers facteurs correspondant aux diverses pertes. En pratique les termes $\frac{R}{L}$ sont surtout utilisés et $\frac{R_{tot}}{L}$ est désigné par q_1.

Les pertes peuvent être divisées en deux groupes :

A. — Pertes extérieures au noyau ferro-magnétique, qui se limitent aux pertes dans le bobinage.

1° Pertes dues à la résistance ;

2° Pertes par courants de Foucault ;

3° Pertes dues à la capacité répartie.

B. — Pertes ferro-magnétiques dans le noyau.

4° Pertes par courants de Foucault ;

5° Pertes par hystérésis ;

6° Pertes résiduelles.

Il existe une septième catégorie de pertes : ce sont les pertes dans le blindage. Avec les matériaux $F\times C$ 3 B et 4 A ces pertes sont très petites ($\mu_0 \geqslant 500$) et par la suite nous les négligerons. Sinon il serait possible de les déterminer en mesurant la qualité de l'inductance avec et sans blindage. Ces pertes sont proportionnelles à $\sqrt{f}$ si la profondeur de pénétration des lignes de force magnétiques est plus petite que l'épaisseur de l'écran de cuivre.

Nous rappelons d'abord brièvement les relations permettant de calculer le terme R/L correspondant aux diverses pertes. Pour cela nous considérons le pot fermé tel qu'il est défini par la Fig. 4 et nous substituons, dans les relations de base, les constantes dimensionnelles et électro-magnétiques de ce pot fermé. Le paragraphe 5.7, résume pour quelques types de pots fermés Ferroxcube, les expressions permettant de calculer les différents termes R/L.

5.1. — Pertes dues a la résistance du fil.

En général le volume du pot est déterminé de telle façon qu'il soit le plus petit possible. Par conséquent, il est nécessaire d'utiliser entièrement l'espace réservé au bobinage, défini par la carcasse ou mandrin de bobinage.

Le rayon moyen du bobinage est $\frac{r_3 + r_2}{2}$ (voir Fig. 4) ; la longueur totale du fil est $(r_3 + r_2)\,\pi\,n$. La section du fil est : $\frac{(r_3 - r_2)\,A\,.\,f_{cu}}{n}$, f_{cu} est le facteur de remplissage du cuivre ; il représente la

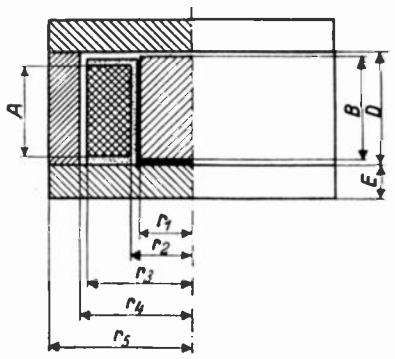


Fig. 4. — Section d'un pot fermé avec son bobinage

proportion de surface occupée par le cuivre, compte tenu de l'imprégnant, des isolants et de l'air.

La résistance du bobinage se réduit à la somme des résistances en courant continu R_0 et de celles dues aux effets de peau et proximité. Ces dernières peuvent, en première approximation, être négligées, parce qu'un choix judicieux du fil permet de les réduire, tout au moins dans la gamme des fréquences d'utilisation des pots fermés Ferroxcube.

D'après la relation (1) le terme R/L correspondant à ces pertes peut alors s'écrire :

$$\frac{R_0}{L} = \frac{1}{\mu'}\,\frac{r_3 + r_2}{(r_3 - r_2)\,A}\,\frac{\rho_{cu}}{4\,f_{cu}}\,\Sigma\,\frac{l}{S}\,10^7\ \Omega/H \qquad (7)$$

(voir tableau N° 1 pour les symboles utilisés).

Si l'espace de bobinage n'est pas entièrement utilisé, le facteur f_{cu} est plus petit, et cela dans la même proportion. Toutefois une erreur importante est introduite si la différence est grande entre le volume complet de bobinage de la carcasse et celui qui est réellement bobiné. En effet, dans ce cas, le rayon moyen n'est plus égal à $\frac{r_3 + r_2}{2}$ –

5.2. — Pertes par courants de Foucault dans le bobinage.

Les courants de Foucault dus au courant alternatif I parcourant le bobinage, produisent, dans le cuivre de ce bobinage, une perte d'énergie par effet Joule.

Un calcul classique montre que cette perte d'énergie est proportionnelle au carré de l'induction maximum B_{cu} dans le cuivre, au carré de la fréquence f, au volume de cuivre V_k, au carré du diamètre du fil d et à une constante de configuration C_{wcu}. Cette constante dépend des dimensions de la bobine et du noyau.

Donc pour ces pertes le terme R/L est égal à :

$$\frac{R_{cu}}{L} = \frac{C_{wcu}}{I^2}\,.\,\frac{B^2_{cu}}{L}\,.\,f^2\,.\,V_k\,.\,d^2 \qquad (8)$$

Comme B_{cu} est proportionnel à nI et L à $n^2\,\mu'$, la relation précédente devient :

$$\frac{R_{cu}}{L} = \frac{k}{\mu'}\,.\,V_k\,.\,f^2\,.\,d^2$$

$$= \frac{1}{\mu'}\,(r_3^2 - r_2^2)\,\pi\,.\,k\,.\,A\,.\,f_{cu}\,.\,d^2\,.\,f^2\,.\,10^{10}\ \ \Omega/H \qquad (9)$$

Le facteur k peut être déterminé expérimentalement (6). Pour cela, on mesure les pertes de deux bobines montées successivement dans le même pot. Le nombre de tours est le même, mais une bobine est réalisée, par exemple, avec du fil divisé de $36 \times 0{,}04$, et l'autre avec du fil divisé de $12 \times 0{,}07$. De cette façon, la section du cuivre pour chaque bobinage est la même, mais l'épaisseur des fils est différente. Si la mesure est faite à basse fréquence, les pertes dues à la capacité répartie peuvent être négligées, par contre les pertes ferro-magnétiques et celles dues à la résistance du bobinage restent les mêmes. Donc, la différence des pertes provient seulement des pertes par courants de Foucault dans le cuivre (valeurs de d différentes). D'après cette différence, le facteur k peut être calculé.

5.3. — Pertes dues a la capacité répartie.

Nous considérons le cas où la résistance ohmique de la bobine est petite, comparée au terme réactif ; autrement dit : $R \ll L\,\omega$.

De plus la fréquence de travail doit être très au-dessous de la fréquence de résonance ($LC\,\omega^2 \ll 1$).

En effet, si la fréquence de travail est peu inférieure à la fréquence de résonance, les pertes deviennent importantes, car la résistance et la self-induction apparentes augmentent considérablement. La bobine ne doit plus alors être considérée comme une inductance, mais comme une résistance.

Si les conditions précédentes sont remplies ($R \ll L\,\omega$ et $L\,C\omega^2 \ll 1$) l'impédance totale d'un circuit à constantes localisées comprenant une self-induction L, en série avec une résistance R, le tout shunté par une capacité pure C, sera de la forme :

$$Z = j\,L\omega\,(1 + L\,C\omega^2) + R\,(1 + 2\,L\,C\omega^2) \qquad (10)$$

Le second terme représente les pertes ohmiques totales, lesquelles sont augmentées de :

$$2\,R\,L\,C\omega^2 = \frac{2}{Q}\,\omega^3 L^2 C.$$

Si la capacité répartie C comporte des pertes diélectriques définies par un angle de pertes $tg\ \delta_c$, l'augmentation de l'inductance apparente $j\omega^3 L^2 C$ entraînera une augmentation de la résistance ohmique de $\omega^3 L^2 C\, tg\ \delta_c$.

L'augmentation totale de résistance due à la capacité répartie sera alors : $\left(\frac{2}{Q} + tg\ \delta_c\right)\omega^3 L^2 C$ et l'on en déduit le terme :

$$\frac{R_{cap}}{L} = \left(\frac{2}{Q} + tg\ \delta_c\right)\omega^3 L\,C \qquad (11)$$

La valeur de $tg\ \delta_c$ dans le cas des bobines pour pots fermés Ferroxcube, imprégnées sous un vide élevé, est de 0,5 à 1 % environ. Elle peut être mesurée et on peut considérer qu'elle est constante.

5.4. — Pertes par courants de Foucault dans le noyau

Pour calculer les pertes par courants de Foucault dans une pièce constituée par un matériau homogène et de section constante, on utilise une formule analogue à celle déjà citée pour le calcul des pertes par courants de Foucault dans le cuivre du bobinage, à savoir :

$$R_{co} = \frac{2\pi^2 10^{-14}}{\rho} \cdot \frac{B^2}{I^2} \cdot f^2 . S . l . \delta^2 . C_c \qquad (12)$$

δ : plus petite dimension perpendiculaire à la direction du flux.

B : induction maximum.

I : courant efficace.

C_c : constante de configuration.

S : section du noyau.

l : longueur du noyau.

Mais $L = \frac{n\,B\,S}{I}\ 10^{-7}$

il en résulte que :

$$\frac{R_{co}}{L} = \frac{10^{-7}}{2\rho}\,\frac{B}{n\,I}\,\omega^2\, l\,\delta^2\, C_c \qquad (13)$$

$$BS = \frac{4\pi\, n\, I\, \mu'}{\Sigma \frac{l}{S}},$$

finalement :

$$\frac{R_{co}}{L} = \frac{2\pi . 10^{-7}}{\rho} \cdot \frac{\mu'}{\Sigma \frac{l}{S}} \cdot \frac{l}{S} . \omega^2 . \delta^2 . C_c \qquad (14)$$

On a calculé que pour un bâtonnet de section ronde ou carrée : $C_c = \frac{1}{16}$, et pour un disque plat ou une bande de faible épaisseur : $C_c = \frac{1}{6}$. Dans le cas d'un pot fermé Ferroxcube, composé de différents circuits de formes très différentes, on doit écrire :

$$\frac{R_{co}}{L} = \frac{2\pi . 10^{-7}}{\rho} \cdot \frac{\Sigma\, C_c \frac{l\,\delta^2}{S}}{\Sigma \frac{l}{S}} . \omega^2 \mu' \qquad (15)$$

Pour le pot de la Fig. 4, on a calculé que :

$$\Sigma\, C_c \frac{l\,\delta^2}{S} = \frac{\beta}{\pi} \qquad (16)$$

avec :

$$\beta = \frac{B}{4} + 0{,}35\,E + \frac{2}{3}\,E \log_e \frac{r_4}{r_1} + \left(1 - \frac{r_4^2}{r_5^2}\right)$$

$$\left(0{,}245 - 0{,}076\,\frac{r_4}{r_5}\right) D + \left(0{,}908 - 0{,}66\,\frac{r_4}{r_5}\right) E$$

en remplaçant dans l'équation (15) :

$$\frac{R_{co}}{L} = \frac{2 . 10^{-7}}{\rho} \cdot \frac{\beta}{\Sigma \frac{l}{S}} . \omega^2 \mu' \qquad (17)$$

5.5. — Pertes par hystérésis.

Lorsqu'un matériau magnétique décrit un cycle complet d'hystérésis, l'énergie nécessaire à l'aimantation est plus grande que l'énergie fournie durant la désaimantation : la différence est dissipée sous forme de chaleur dans le matériau, elle représente les pertes hystérétiques. Pour un cycle, l'énergie dissipée est égale à :

$$\frac{V}{4\pi}\int H . dB . 10^{-7} \text{ joule.}$$

V = Volume du noyau.

H = Champ magnétique.

B = Induction magnétique.

Si V est exprimé en cm³, H et B sont exprimés respectivement en œrsteds et en gauss. Par la suite V sera exprimé en m³, il convient alors d'exprimer H en milli-œrsted, et B en milli-gauss, moyennant quoi la formule reste inchangée.

La puissance perdue sera :

$$W_H = \frac{f}{4\pi} V \int H.dB \; 10^{-7} \text{ watts} \qquad (18)$$

Pour pouvoir calculer cette puissance, il est nécessaire de connaître la loi B (H) et de pouvoir la mettre sous une forme mathématique. Cette forme analytique est connue pour les champs de très faible intensité (Inductions de l'ordre de 10 gauss). C'est la loi de Rayleigh dont nous avons déjà parlé (6). Elle est valable pour de nombreux matériaux. On représente les deux branches du cycle d'hystérésis par une expression quadratique en fonction du champ. Pour un cycle entier symétrique par rapport à l'origine, cette loi s'écrit :

$$B = (\mu_0 + 2\,b\,H_1)\,H \pm b\,(H_1^2 - H^2) \qquad (19)$$

H_1 représente l'amplitude du champ, μ_0 et b sont des constantes pour un matériau donné, le signe + n'étant valable que pour la branche supérieure (descendante).

Le Ferroxcube ne suit pas la loi de Rayleigh exactement, mais, pour des inductions inférieures à 60 gauss, l'écart est faible.

D'après la relation (19) on trouve que l'aire du cycle d'hystérésis est :

$$\int H.\,dB = \frac{8}{3}\,b\,H_1^3 \qquad (20)$$

En portant cette expression dans la relation (18) :

$$W_H = \frac{2}{3\pi} H_1^3.b.f.V.10^{-7} \text{ watts} \qquad (21)$$

Ce qui précède s'applique à un circuit magnétique fermé et homogène ayant une perméabilité initiale μ_0. Si un entrefer est ajouté, la même induction maximum B_1 sera obtenue pour un champ H'_1 supérieur à H_1, c'est-à-dire avec un supplément d'ampère-tours correspondant à l'augmentation de reluctance de l'entrefer. Le cycle de l'hystérésis est modifié et tout se passe comme si la perméabilité maximum (ou torique) μ_t se trouvait ramenée à μ' (Fig. 5). Si la même induction maximum B_1 est obtenue, l'aire du cycle d'hystérésis reste la même, et ceci avec un champ d'aimantation maximum $\frac{\mu_t}{\mu'}$ fois plus élevé que H_1 (D'après ce que nous avons dit au paragraphe 2, on peut confondre en première approximation μ_t avec μ_0).

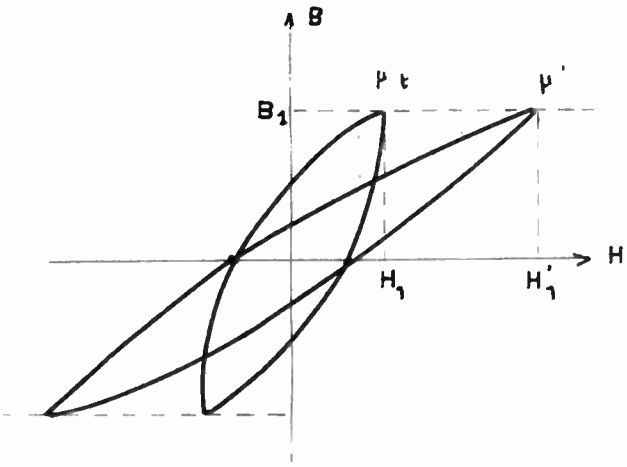


Fig. 5. — Modification du cycle d'hystérésis par un entrefer.

Il en résulte que H_1 de la relation (21) doit être remplacé par :

$$H_1 = \frac{\mu'}{\mu_t} \cdot \frac{4\pi n I_{max}}{l} = \frac{\mu'}{\mu_t} \cdot \frac{4\pi n I \sqrt{2}}{l}$$

Par conséquent :

$$W_H = \frac{256\sqrt{2}}{3} .\pi^3 . \frac{n^3 I^3}{l^3} .b.f.V.\left(\frac{\mu'}{\mu_t}\right)^3 .10^{-7} \text{ watts} \qquad (22)$$

Ces pertes peuvent être considérées comme si elles étaient produites par une résistance série R_H.

$$W_H = R_H I^2$$

Si $L = \frac{4\pi n^2 S \mu'}{l} 10^{-7}$ (cela n'est vrai que pour une valeur constante de la section). Donc on peut écrire :

$$\frac{R_H}{L} = \frac{32\sqrt{2\pi}}{3} \cdot \frac{b}{\sqrt{V}} \cdot \frac{\mu' \sqrt{\mu'}}{\mu_t^3} .3162.f.I \sqrt{L} \; \Omega/H \qquad (23)$$

Dans cette équation, le facteur $\frac{32\sqrt{2\pi}}{3}. 3.162 . \frac{b}{\mu_t \sqrt{\mu_t}}$ est appelé C_h ou encore h ; c'est la constante d'hystérésis (6). C_h est fonction de b et de μ_t : c'est une constante pour un matériau donné.

En remplaçant C_h par sa valeur dans la relation (23) on en déduit :

$$\frac{R_H}{L} = C_h . \frac{\sqrt{L}}{\sqrt{V}} .f.I \left(\frac{\mu'}{\mu_t}\right)^{3/2} \qquad (24)$$

Cette dernière relation montre que la résistance des pertes par hystérésis est proportionnelle au courant traversant la bobine. Ce point est à remarquer, car toutes les autres résistances de pertes sont indépendantes du courant.

Pour des raisons pratiques et concernant la téléphonie (bobine Pupin en particulier) on n'utilise pas la constante C_h, mais un autre facteur : q_2 défini par le C.C.I.F.

En téléphonie il est courant de faire les mesures à une fréquence de 800 c/s. Si le terme R_H/L est mesuré à cette fréquence, pour une fréquence f il peut être supposé $\frac{f}{800}$ fois plus grand ou plus petit.

En reprenant la relation (24), les mesures étant effectuées à 800 c/s on écrit :

$$\frac{R_H}{L} = q_2 \, I \sqrt{L} \, \frac{f}{800} \; \Omega/H \qquad (25)$$

avec :

$$q_2 = C_h \left(\frac{\mu'}{\mu_i}\right)^{3/2} \frac{800}{\sqrt{V}}$$

Ce facteur n'est pas une constante du matériau, car il dépend du volume et de la perméabilité effective du circuit. Il est inversement proportionnel à $\sqrt{V}$ et proportionnel à $\sqrt{\mu'^3}$ et ceci, pour des circuits de section homogène.

On a essayé de rendre le facteur q_2 indépendant des grandeurs géométriques du circuit de façon à ce qu'il soit une véritable constante du matériau.

Tout d'abord, pour s'affranchir de l'influence du volume, on ramène q_2 à un volume de 24 cm³ (volume courant d'une ancienne bobine Pupin). On le ramène ensuite à une perméabilité effective de 100. On a ainsi pour q_2 ($V - \mu'$) c'est-à-dire correspondant à un certain volume V et à une certaine perméabilité effective μ' :

$$q_2 \, (24 - 100) = q_2 \, (V - \mu') \left(\frac{100}{\mu'}\right)^{3/2} \sqrt{\frac{V}{24}}$$

q_2 (24 – 100) est alors une constante comme C_h précédemment défini et ceci pour des circuits de section homogène.

Si la section n'est pas homogène, et c'est le cas d'un pot fermé, on est obligé de définir la notion de volume effectif V'.

Le volume effectif V' est défini comme étant le volume d'un anneau d'un même matériau (avec entrefer), de même perméabilité μ' donnant les mêmes pertes par hystérésis que celles du pot.

Le volume effectif d'un pot est déduit par la relation suivante :

$$V' = \frac{\left(\Sigma \frac{l}{S}\right)^3}{\left(\Sigma \frac{l}{S^2}\right)^2}$$

et dans laquelle l et S représentent les longueurs et les sections homogènes du pot.

Donc, connaissant q_2 (24 – 100), il est facile de déterminer, pour un pot fermé de perméabilité μ' et de volume effectif V', le facteur q_2 :

$$q_2 = q_2 \, (24 - 100) \left(\frac{\mu'}{100}\right)^{3/2} \left(\frac{24}{V'}\right)^{1/2} 10^{-3} \qquad (26)$$

Dans cette relation V' est exprimé en m³.

q_2 (24 – 100) est déduit des mesures faites sur un tore en mesurant simplement la variation de résistance ΔR_H à une fréquence f, provoquée par une variation de courant ΔI. On calcule :

$$q_2 = \frac{1}{L\sqrt{L}} \, \frac{\Delta R_H}{\Delta I} \, \frac{800}{f} \; \Omega / H^{3/2} \, mA$$

L est alors exprimé en H, ΔR_H en Ω.

ΔI en mA et f en c/s.

Bien que q_2 soit théoriquement indépendant de la fréquence, celle-ci ne doit pas dépasser 4 kc/s car on constate qu'à des fréquences supérieures, les mesures donnent une valeur de q_2 plus élevée.

Si la loi de Rayleigh est applicable, $\frac{\Delta R_H}{\Delta I}$ est indépendant du courant I et R_H (I) est une droite. Pour le Ferroxcube, et comme nous l'avons déjà dit, le cycle d'hystérésis ne suit pas exactement la loi de Rayleigh : $\frac{\Delta R_H}{\Delta I}$ augmente en général lorsque I augmente. Dans ce cas, il est donc nécessaire de définir pour quelle valeur de l'induction la mesure a été faite (le nombre de tours et le courant doivent être fixés). Les valeurs données pour q_2 (24 – 100) correspondent à des valeurs maxima pour des inductions inférieures à 30 gauss. Ces valeurs ne peuvent être utilisées jusqu'à 50 à 60 gauss sans introduire des erreurs importantes.*

Pour des valeurs de l'induction élevées, la comparaison des q_2 n'a plus aucun sens, et dans ce cas il est nécessaire d'examiner les pertes totales des différents matériaux. Ces pertes sonf données en W/cm³ en fonction de la fréquence et de l'induction (2 et 3).

Dans la plupart des circuits de télécommunications, les pertes par hystérésis peuvent être négligées ; à des inductions de 10 à 20 gauss, elles restent inférieures à moins de 5 % des pertes totales.

---

(1) Valeurs maxima de q_2 (24 – 100) mesurées à 4 kc/s, pour des variations d'inductions de 5 à 15 gauss, et pour quelques variétés de $F \times C - 3$.

$F \times C - 3 \, B \, 1 : 12$ $F \times C - 3 \, B \, 4 : 5{,}5$
$F \times C - 3 \, B \, 2 : 12$ $F \times C - 3 \, B \, 5 : 2{,}5$
$F \times C - 3 \, B \, 3 : 12$

5.6. — PERTES RÉSIDUELLES.

Les pertes par courants de Foucault sont très petites dans le cas du Ferroxcube et les pertes par hystérésis peuvent être réduites si l'on diminue suffisamment l'amplitude du champ magnétique.

Malgré cela, on constate qu'il existe d'autres pertes, presque constantes, sur une large gamme de fréquence, et qui augmentent rapidement à partir des fréquences élevées. Ce sont ces pertes résiduelles qui limitent en fréquence l'emploi du Ferroxcube et conduisent à envisager diverses variétés ayant une perméabilité initiale de plus en plus faible.

La nature de ces pertes, aux fréquences basses, n'a pas encore été clairement établie. Mais leur augmentation aux fréquences élevées est en liaison avec les résonances mécaniques des moments magnétiques élémentaires. Par conséquent, ces pertes ne peuvent pas être calculées, elles peuvent seulement être mesurées.

$\frac{R_{co} + R_R}{L}$, correspondant aux pertes par courants de Foucault et aux pertes résiduelles dans le noyau. $R_{co} \ll R_R$ et il est préférable de mesurer la somme de ces pertes.

Si l'on ménage un petit entrefer dans ce circuit magnétique de section homogène, on trouve pour un matériau et une fréquence donnés que :

$$\frac{R'_{co} + R'_R}{\mu' \omega L} = \frac{tg\,\delta'_{co} + tg\,\delta'_R}{\mu'} = \frac{tg\,\delta}{\mu_t} \cong \frac{tg\,\delta}{\mu_0}$$

Ce rapport est indépendant de μ', il est facile à mesurer et il caractérise les pertes aux faibles inductions pour un matériau donné (Pertes par hystérésis négligeables). Pour les différentes variétés de Ferroxcube, on donne donc $\frac{tg\,\delta}{\mu_0}(f)$ mesuré sur un tore sans entrefer (Fig. 6).

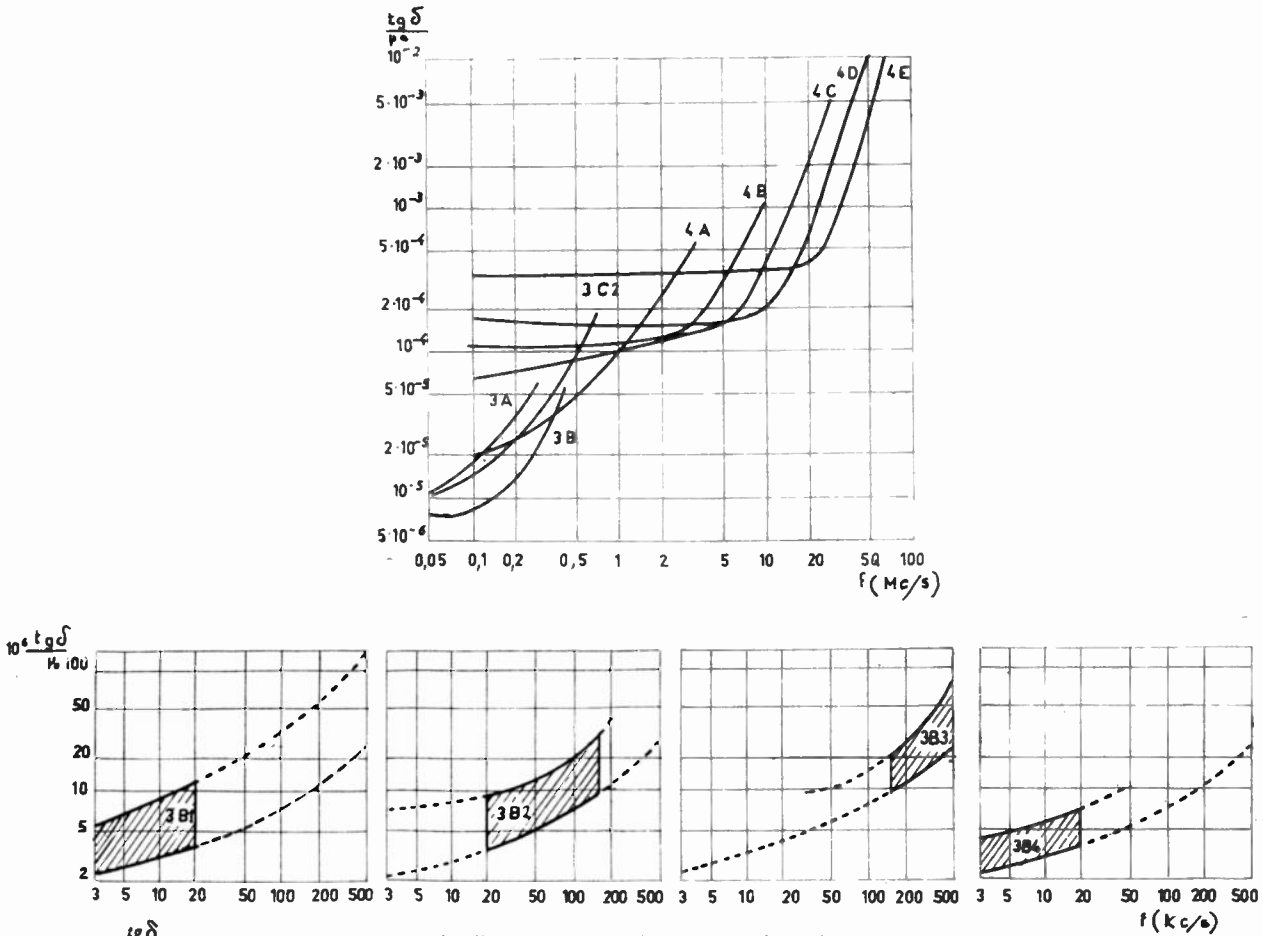


FIG. 6. — $\frac{tg\,\delta}{\mu_0}$ en fonction de la fréquence pour les différentes variétés de $F \times C$. Pour les variétés $F \times C - 3\,B\,1 - 3\,B\,2 - 3\,B\,3 - 3\,B\,4$ les limites de variations sont également indiquées.

Une mesure de $\frac{R_{tot}}{L}$ d'un bobinage sur un tore en Ferroxcube de section homogène, permet, si elle est pratiquée à basse fréquence et à faible induction, de négliger R_{cu}, R_{cap} et R_H. Les pertes par courant continu dans le bobinage sont aisément calculées et peuvent alors être soustraites. Il reste le terme

Dans le cas où la section n'est plus uniforme (cas d'un pot fermé) la relation :

$$\frac{tg\,\delta}{} = \frac{tg\,\delta'}{\mu'}$$

n'est plus vérifié. Elle est reste vraie seulement

dans le cas des pertes résiduelles et l'on a :

$$\frac{tg\ \delta_R}{\mu_t} = \frac{tg\ \delta'_R}{\mu'} \qquad (27)$$

En effet les pertes par courants de Foucault dépendent de la forme du circuit. Si la fréquence n'est pas trop élevée, les pertes résiduelles ne dépendent ni de la forme, ni du volume du circuit, et c'est là une constatation expérimentale.

D'après ce que nous venons de dire, et pour déterminer $\frac{tg\ \delta'_R}{\mu'}$ dans le cas d'un pot fermé, on calcule d'abord $\frac{tg\ \delta_{co}}{\mu_t} = \frac{R_{co}}{\mu_t\, \omega\, L}$ pour un circuit homogène sans entrefer (avec le même matériau et la même fréquence) et on le retranche de $\frac{tg\ \delta}{\mu_t}$. On obtient alors $\frac{tg\ \delta_R}{\mu_t}$ et grâce à la relation (27), on peut en déduire $\frac{tg\ \delta'_R}{\mu'}$.

Un circuit magnétique sans entrefer et de section uniforme est fourni par l'annau d'un pot à entrefers symétriques. En se référant aux cotes indiquées par la Fig. 4, ce circuit est un bâtonnet rectangulaire de dimensions $a \times (a + b)$ avec $a = r5 - r1$ et $b = D - a$.

Le calcul des pertes par courants de Foucault donne, pour cet anneau :

$$\frac{tg\ \delta_{coR}}{\mu_t} = \frac{4\pi . 10^{-7}}{\rho} \cdot \frac{4\pi . f}{a\,(a+b)} \left(\frac{a^4}{64} + \frac{a^3\, b}{32} + \frac{a^2\, b^2}{128} - \frac{a\, b^3}{128} + \frac{b^4}{256}\, loge\, \frac{2\,a + b}{b} \right) \qquad (28)$$

Les pertes résiduelles dans ce noyau sont donc :

$$\frac{tg\ \delta_R}{\mu_t} = \frac{tg\ \delta}{\mu_t} - \frac{tg\ \delta_{coR}}{\mu_t} \qquad (29)$$

D'après ce que nous venons de dire $\frac{tg\ \delta_R}{\mu_t}$ aura la même valeur pour le pot complet, et l'on pourra écrire :

$$\frac{tg\ \delta_R}{\mu_t} = \frac{tg\ \delta'_R}{\mu'} = \frac{R'_R}{\mu'\, \omega\, L}$$

Par conséquent :

$$\frac{R'_R}{L} = \mu'\, \omega\, \frac{tg\ \delta'_R}{\mu'} = \omega\, \mu' \left[\frac{tg\ \delta}{\mu_t} - \frac{4\pi . 10^{-7}}{\rho} \cdot \frac{4\pi . f}{a\,(a+b)} \left(\frac{a^4}{64} + \frac{a^3\, b}{32} + \frac{a^2\, b^2}{128} - \frac{a\, b^3}{128} + \frac{b^4}{256}\, loge\, \frac{2\,a + b}{b} \right) \right] \qquad (30)$$

5.7. — Calcul des pertes pour différents pots fermés ferroxcube.

Afin de ne pas trop surcharger cette exposé, nous limiterons volontairement les exemples à deux types de pots à entrefers symétriques les plus courants, à savoir : 36/22 et 25/16.

Donnons tout d'abord les principaux symboles utilisés.

Tableau N° 1

Symboles Utilisés

$r1$, $r2$, $r3$, $r4$, $r5$, A, B, D, E :dimensions du pot en mètres (voir Fig. 4).

- μ_t = perméabilité torique à basse induction et à basse fréquence très peu différente de la perméabilité initiale μ_0.
- μ' = perméabilité effective du circuit.
- ρ_{cu} = résistivité du fil en ohm/mètre (pour le cuivre $1{,}76 \times 10^{-8}$).
- ρ = résistivité du matériau magnétique en ohm/mètre. (Pour le $F \times C = 3B1$ et $3B4$: 0,2 ; $F \times C - 3B2$ et $3B3$: 0,6 ; $F \times C - 4$: 1 000).
- d = diamètre du fil en mètre (pour le fil divisé diamètre de chaque brin).
- f_{cu} = facteur de remplissage du cuivre.
- k = constante de configuration pour les pertes par courants de Foucault dans le fil.
- Δ = longueur de l'entrefer en mètre.
- $\Sigma \frac{l}{S}$ = somme des rapports longueur/section pour différentes parties du circuit magnétique de section homogène.
- f = fréquence en cycles/seconde.
- ω = pulsation en radians/seconde.
- C = Capacité répartie de la bobine en Farad.
- L = Self-induction en Henry.
- Q = Coefficient de surtension.
- δ = angle de pertes totales.
- δ_c = angle de pertes diélectriques dans le bobinage.
- δ_{co} = angle de pertes par courants de Foucault dans le noyau.
- δ_{coR} = angle de pertes par courants de Foucault et pertes résiduelles mesurées sur un anneau.
- δ_R = angle de pertes résiduelles sur un circuit fermé.
- δ'_R = angle de pertes résiduelles dans un circuit avec entrefer.
- $\eta_2\,(24 - 100)$ = facteur de pertes par hystérésis.
- V' = volume effectif en m³.
- n = nombre de spires.

H = champ magnétique en milli-oersted.

I = intensité efficace du courant en Ampère.

Pour les types de pots 36/22 et 25/16 les différentes constantes sont résumées par le tableau N° II (toutes les dimensions sont en mètre, $\Sigma \frac{l}{S}$ en m^{-1} et V' en m^3).

TABLEAU N° II

Type de Pot	36/22	25/16
$r1$	0,0064	0,0044
$r2$	0,0070	0,0051
$r3$	0,0135	0,0094
$r4$	0,0140	0,0099
$r5$	0,0180	0,0127
A	0,0076	0,0081
B	0,010 —Δ	0,010 —Δ
D	0,010	0,010
E	0,006	0,003
C	23 pF	21 pF
$\Sigma \frac{l}{S}$	214	405
k	$1,6\ 10^{-2}$	$3,0 \times 10^{-2}$
$tg\ \delta_c$	0,005 – 0,01	0,005 – 0.01
V'	$9,3 \times 10^{-6}$	$2,74 \times 10^{-6}$

Les capacités réparties du bobinage, indiquées ci-dessus sont valables seulement si l'espace réservé au bobinage est complètement rempli et si une extrémité de ce bobinage est reliée à la masse. Si cet espace n'est pas complètement bobiné, la valeur de C est plus basse. Comme, dans ce cas, les bobinages ne sont plus également répartis dans l'espace réservé au bobinage, il n'y a pas une relation nette entre fcu et C, et la valeur C devra être déterminée d'après une mesure.

Aux fréquences élevées, par exemple supérieures à 500 kc/s, la valeur de C est parfois rendue volontairement très basse, soit en évitant de remplir l'espace réservé au bobinage, soit en fractionnant le bobinage. En se rappelant que les pertes dues à cette capacité sont proportionnelles à ω^3, elles représentent donc à ces fréquences une part importante des pertes totales.

On peut alors calculer les différentes pertes dans chaque cas particulier. Pour cela nous donnons ci-dessous les principales formules utilisées sans oublier les remarques suivantes :

1° Le fil est supposé en cuivre ($\rho_{cu} = 1,76 \times 10^{-8}$) et toutes les dimensions sont exprimées en m ;

2° La valeur de ρ a été prise égale à 0,6. Cela n'est vrai que pour le $F \times C$ – $3B2$ et $3B3$.

Pour d'autres variétés de $F \times C$, la formule donnant $\frac{R_{co}}{L}$ et le deuxième terme de $\frac{R'_R}{L}$ (toujours inversement proportionnel à ρ) doivent être corrigés.

3° Pour la formule donnant les pertes par hystérésis, la valeur de q_2 (24-100) a été prise égale à 12 ; cela ne s'applique qu'aux variétés de $F \times C$ $3B1$, $3B2$ et $3B3$. Pour les autres variétés de Ferroxcube il convient de faire la même remarque que précédemment ;

4° Les carcasses de bobinages sont supposées être celles indiquées par le fournisseur.

A. — *Pot type* 36/22.

$$\frac{R_0}{L} = \frac{1}{\mu'} \cdot \frac{3910}{f_{cu}} \quad \Omega/H \tag{31}$$

$$\frac{R_{cu}}{L} = \frac{1}{\mu'} .508 . f_{cu} . d^2 . f^2 \quad \Omega/H \tag{32}$$

$$\frac{R_{cap}}{L} = \left(\frac{2}{Q} + 0,01\right) . f^3 . L . 59,5 . 10^{-10} \quad \Omega/H \tag{33}$$

$$\frac{R_{co}}{L} = 5,76 . 10^{-10} . \mu' . f^2 \quad \Omega/H \tag{34}$$

$$\frac{R_H}{L} = 315 . \mu' . \frac{L}{n} . I . f \quad \Omega/H \tag{35}$$

$$\frac{R'_R}{L} = \left(\frac{tg\ \delta}{\mu_0} - 1,19 . 10^{-11} f\right) 6,28\ \mu' f \quad \Omega/H \tag{36}$$

B. — *Pot type* 25/16.

$$\frac{R_0}{L} = \frac{1}{\mu'} \cdot \frac{7420}{f_{cu}} \quad \Omega/H \tag{37}$$

$$\frac{R_{cu}}{L} = \frac{1}{\mu'} .476 . f_{cu} . d^2 . f^2 \quad \Omega/H \tag{38}$$

$$\frac{R_{cap}}{L} = \left(\frac{2}{Q} + 0,01\right) f^3 . L . 52,1 . 10^{-10} \quad \Omega/H \tag{39}$$

$$\frac{R_{co}}{L} = 2,06 . 10^{-10} . \mu' . f^2 \quad \Omega/H \tag{40}$$

$$\frac{R_H}{L} = 799 . \mu' . \frac{L}{n} . I . f \quad \Omega/H \tag{41}$$

$$\frac{R'_R}{L} = \left(\frac{tg\ \delta}{\mu_0} - 0,66 . 10^{-11} f\right) 6,28 . \mu' . f \quad \Omega/H \tag{42}$$

6. — Autres facteurs limitant μ'.

6.1. — Stabilité dans le temps.

Les variations accidentelles d'entrefer, dues principalement à des modifications des surfaces de contact d'ordre microscopique, peuvent seules affecter la stabilité de μ' dans le temps.

La présence d'un entrefer important limite beaucoup ces effets. Pour cette raison, on évite dans la construction des bobines de haute stabilité de donner à μ' des valeurs dépassant 80 ou 100. Dans ce cas, la stabilité dans le temps reste bien meilleure que 0,04 %.

6.2. — Distorsion non linéaire.

Nous avons déjà vu que seule la résistance de pertes par hystérésis dépend du courant et qu'elle lui est directement proportionnelle. Il en résulte

que les pertes par hystérésis ne sont pas constantes durant un cycle, et la distorsion non-linéaire d'origine magnétique. provoque alors l'apparition d'harmoniques impairs.

En admettant que la courbe B (H) soit définie par la loi de Rayleigh, le taux d'harmonique 3 en % (cas le plus défavorable et bobine non chargée) est donnée par la relation :

$$d^3 = \frac{V_3}{V_1} = 0{,}6\,\frac{R_H}{L\,\omega} \qquad (43)$$

V_1 et V_3 représentant respectivement les amplitudes des tensions fondamentale et de rang 3.

Les autres harmoniques décroissent rapidement ($V_5 = \frac{5}{21}\,V_3$) mais d_3 est le plus important. En général, les mesures de q_2 sont plus faciles à faire que celles de d_3, et bien que ce dernier soit souvent intéressant, il est préférable de donner pour un matériau magnétique, la valeur de q_2. Cependant d_3 est parfois indiqué pour différentes valeurs de la fréquence et de l'induction.

6.3. — Perméabilité d'amplitude.

Par suite de la non-linéarité de la courbe B (H), la valeur de $\mu_t = \frac{B}{H}$ dépend de la valeur de H, ou ce qui revient au même du courant I. Donc L variera pendant un cycle et dépendra également de la valeur efficace du courant.

La relation entre les variations de L et la résistance de pertes par hystérésis est donnée, dans le domaine d'application de la loi de Rayleigh, par :

$$\frac{dL}{dI} = \frac{3}{8f}\,\frac{dR_H}{dI} \qquad (44)$$

Les effets mentionnés en 6.2 et 6.3 peuvent être habituellement négligés dans de nombreux circuits de télécommunications ou les inductions sont très faibles. Dans le cas d'inductions un peu plus élevées (bobines Pupin) ces effets doivent être pris en considérations. Ils peuvent être réduits en diminuant la valeur de μ' ($\frac{R_H}{L}$ est proportionnel à $(\mu')^{8/3}$) et en utilisant des variétés de Ferroxcube ayant de faibles valeurs de q_2 ($F \times C - 3B4$ ou $3B5$).

7. — Considérations pratiques sur la réalisation des bobinages utilisant des pots fermés Ferroxcube.

7.1. — Méthode générale de calcul.

En général, les spécifications imposées à l'inductance sont les suivantes :

a) valeur de L définie à quelques % ;

b) Coefficient de température inférieur à un maximum fixé ;

c) Q supérieur à un minimum fixé.

La plus haute valeur de μ' sera imposée par l'exigence la plus sévère *b*) ou *c*). Bien entendu dans le cas où l'inductance doit être utilisée à faibles inductions, on s'assurera que les effets de distorsion et de perméabilité d'amplitude n'entrent pas en ligne de compte. On connaît évidemment la gamme des fréquences d'utilisation.

Les questions suivantes se posent :

1° Quel type de pot doit-on choisir ?

2° Quelle est la variété de Ferroxcube utilisée ?

3° Quelles sont les dimensions de l'entrefer ?

4° Quel fil choisira-t-on, et quelle est le nombre de tours ?

5° Quelles valeurs du coefficient de température obtiendra-t-on et sur quelle valeur de Q peut-on compter ?

La variété de Ferroxcube dépend de la gamme de fréquence utilisée et ceci se basant sur les remarques suivantes :

Au-dessous de 20 kc/s : $F \times C$–$3B1$ ou $3B4$, et si de très faibles pertes par hystérésis sont nécessaires, on prendra le $F \times C$–$3B5$.

de 20 à 150 kc/s	: $F \times C$–$3B2$
de 150 à 500 kc/s	: $F \times C$–$3B3$
de 0,5 à 1 Mc/s	: $F \times C$–$4A$
de 1 à 2 Mc/s	: $F \times C$–$4B$

Au-dessus de 2 Mc/s on peut utiliser le $F \times C$-$4C$ et souvent les pots sont remplacés par des noyaux droits cylindriques.

Les formules (31) à (42) donnant les valeurs de chacune des pertes et les valeurs de L, f et $\frac{tg\,\delta}{\mu_0}$ sont déjà connues d'après ce qui précède.

Ainsi que nous l'avons dit, les pertes par hystérésis peuvent être négligées dans un premier calcul, et l'on recherche ensuite si cette omission est justifiée. En utilisant cette méthode il n'est pas nécessaire de connaître en premier lieu les valeurs de n et I. Une première estimation peut être faite pour le type de pot, et également pour les valeurs de f_{cu} et d, lesquelles dépendent de la qualité du fil utilisé (pour une carcasse de bobinage complètement bobinée).

On déterminera alors si le type de pot le mieux approprié a été choisi. Sinon, le calcul doit être recommencé.

Généralement deux ou trois calculs seront nécessaires pour arriver à des résultats satisfaisants.

7.2. — Choix du type de pot et du fil.

Une méthode générale telle qu'elle a été indiquée précédemment est souvent inapplicable en raison des nombreux cas particuliers possibles. Des considérations pratiques permettent de résoudre ces cas particuliers.

De plus grandes valeurs de L et des coefficients de température plus bas conduisent à des types de pots de plus grand volume. Habituellement un Q élevé conduit à un μ' faible et à un grand nombre de tours. Le maximum du coefficient Q est obtenu lorsque les pertes cuivre sont égales aux pertes fer, autrement dit si :

$$\frac{R_0}{L} + \frac{R_{cu}}{L} = \frac{R_{co}}{L} + \frac{R_H}{L} + \frac{R_R}{L}$$

Comme les pertes cuivre sont inversement proportionnelles à μ' et que les pertes fer proportionnelles à μ', cette égalité peut être obtenue en modifiant μ' au moyen de différentes longueurs Δ d'entrefer, sans omettre les répercussions des variations de μ' sur les autres facteurs. Ne pas oublier que si l'on arrive à des valeurs de μ' élevées, celles-ci risquent de nuire à la stabilité dans le temps de l'inductance et conduisent à des ajustages de L longs et difficiles. Ce cas se produit cependant pour des inductances utilisées en basses fréquences, avec des pots de grandes dimensions ; il est alors toujours dangereux de faire $\mu' > 100$. Pour des fréquences plus élevées, μ' diminue ainsi que la dimension des pots.

Le fil est déterminé d'après les courants de Foucault dans le cuivre. Ces pertes sont proportionnelles à d^2 et f^2. En hautes fréquences le fil divisé sera préféré, et plus la fréquence est élevée, plus le diamètre du fil sera réduit. Pour les pots 45/39 et 36/22 par exemple, les fils divisés commencent à être utilisés à partir de 10 kc/s ; dans les pots 14/8 à partir de 150 kc/s. Pour les autres types de pots, le fil divisé est utilisé à partir des fréquences de l'ordre de 50 kc/s.

Nous pouvons alors déduire la règle générale suivante :

— L et Q élevés, coefficient de température faible (c'est le cas habituel) : utiliser le type de pot le plus grand.

— Fréquence élevée et Q faible : utiliser le type de pot le plus petit.

Puisque le type de pot et le fil est maintenant déterminé, le facteur f_{cu} peut être déterminé. Pour cela, nous donnerons avec le tableau N° III un exemple limité de ce genre de renseignements, à la disposition des utilisateurs et permettant de connaître f_{cu}.

Ce facteur varie relativement peu avec le diamètre du fil, de sorte qu'une valeur moyenne peut être utilisée sans qu'il en résulte des erreurs trop importantes.

Tableau N° III

Maximum de tours et facteur de remplissage f_{cu} du cuivre avec le fil divisé de $\Phi = 0{,}07$ mm avec les carcasses des pots : 36/22 et 25/16.

Pot 36/22

Désignation du Fil	Nombre de Tours	f_{cu}
5 × 0.07	550	0.214
8 × 0.07	440	0.274
10 × 0.07	340	0.265
12 × 0.07	324	0.302
20 × 0.07	194	0.302
24 × 0.07	173	0.324
28 × 0.07	143	0.312
32 × 0.07	131	0.327
36 × 0.07	102	0.286
40 × 0.07	100	0.312
45 × 0.07	95	0.333
50 × 0.07	90	0.355
56 × 0.07	63	0.275
63 × 0.07	59	0.290
70 × 0.07	56	0.306

Pot 25/16

Désignation du Fil	Nombre de Tours	f_{cu}
5 × 0.07	400	0.216
8 × 0.07	305	0.262
10 × 0.07	244	0.262
12 × 0.07	239	0.309
16 × 0.07	173	0.299
20 × 0.07	158	0.341
24 × 0.07	109	0.295
28 × 0.07	108	0.326
32 × 0.07	96	0.381
36 × 0.07	92	0.357
40 × 0.07	66	0.285
45 × 0.07	60	0.291
50 × 0.07	59	0.318

7.3. — Calculs définitifs.

Il existe deux possibilités :

a) L et le coefficient de température sont spécifiés ;

b) L et le Q minimum sont spécifiés.

Si le coefficient de température et le Q sont spécifiés, la valeur qui détermine la plus basse valeur de μ' doit être prise en considération.

a) dans ce cas μ' peut être calculé d'après l'équation (6). Des graphiques analogues à ceux des Fig. 7 et 8 donnent les valeurs de μ' et de α en fonction de la longueur Δ d'entrefer. α est le nombre de tours. pour $L = 1$ H (cas du pot 36/22) ou 1 mH. (cas du pot 25/16). Pour le $F \times C$-3 B et 1 A lesvaleurs de μ'

et de α sont calculées sur une valeur de $\mu_0 = 700$ et pour le $FxC\text{-}4B$: $\mu_0 = 200$.

Remarquons que μ' peut également être déterminé en mesurant le coefficient de self-induction L d'une bobine avec un pot sans entrefer, et, le coefficient de self-induction L' avec la même bobine et le même pot avec entrefer, on a alors : $\frac{L'}{L} = \frac{\mu'}{\mu_0}$

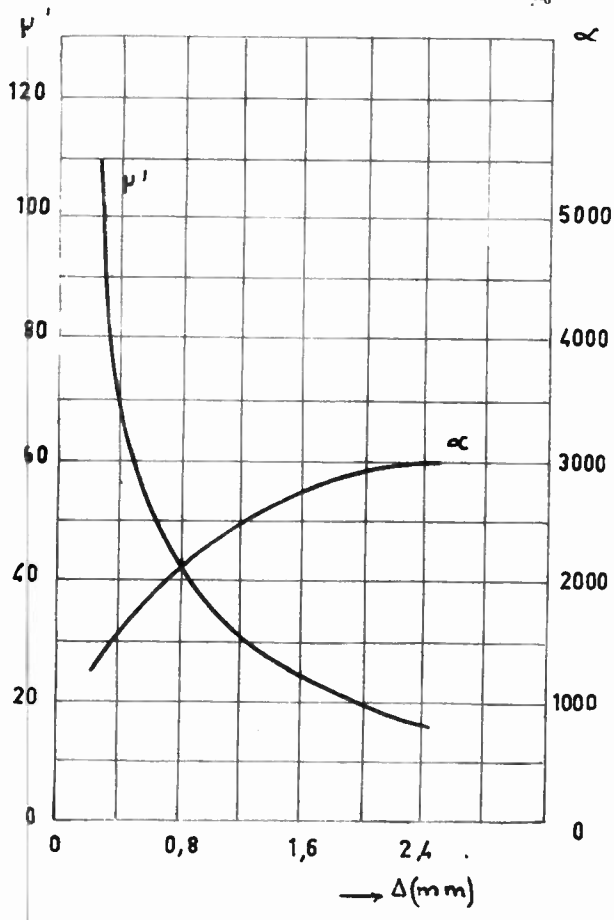


FIG. 7. — μ' et α en fonction de Δ.

Pot 36/22 – $F \times C\text{-}3B$.

(α = nombre de tours par henry).

On peut donc calculer Δ et α, ainsi que le nombre de tours par la relation : $n = \alpha \sqrt{L}$

A l'aide de renseignements analogues à ceux du tableau n° III, on détermine ensuite le fil à utiliser pour que la carcasse soit complètement bobinée.

Ces tableaux permettent de déduire f_{cu} (pour les fréquences élevées, se rappeler que ces règles de bobinage ne sont pas toujours satisfaites afin de diminuer la capacité répartie du bobinage).

Il est possible maintenant de faire un premier calcul de Q. En comparant les pertes cuivre et les pertes fer, trois cas peuvent se présenter.

1° Pertes cuivre = Pertes fer.

C'est le cas idéal, Q à sa valeur maximum.

2° Pertes cuivre > Pertes fer.

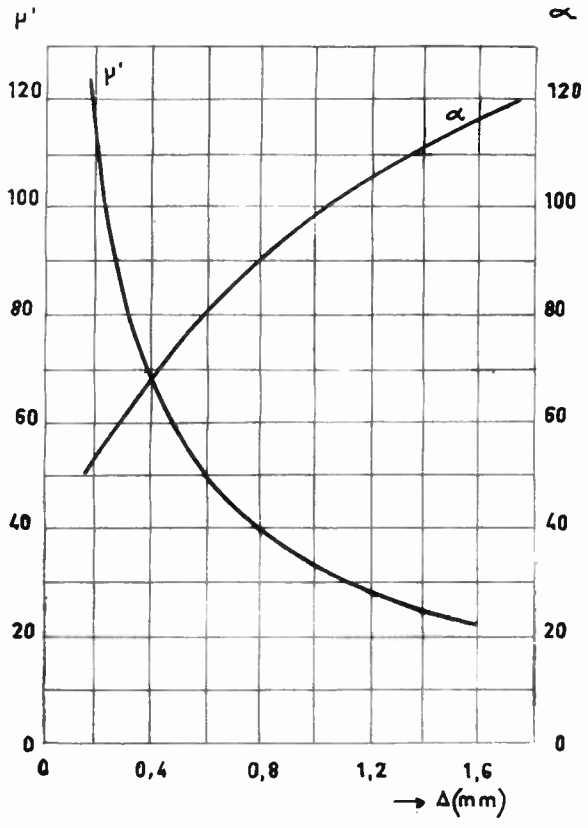


FIG. 8. — μ' et α en fonction de Δ.

Pot 25/16 – $F \times C\text{-}3B$.

(α = nombre de tours par milli-henrys).

Pour obtenir la valeur de Q maximum, μ' doit être augmenté. Vérifier dans ce cas que le coefficient de température reste dans les limites avant d'essayer d'augmenter Q.

3° Pertes cuivre < Pertes fer.

Dans ce cas μ' sera réduit pour obtenir la valeur de Q maximum. Le coefficient de température sera également réduit. Cependant le nombre de spires, pour L donné, sera augmenté, et simultanément le diamètre du fil sera diminué.

b) Si L et Q minimum sont donnés, μ' ne peut pas être calculé directement. Il doit être déterminé d'après la relation donnant l'égalité des pertes cuivre et fer. La valeur de f_{cu} en sera estimée. La valeur cherchée de $\frac{R_{tot}}{L} = \frac{\omega}{Q}$ donne une équation du second degré, d'après laquelle μ' peut être calculé. Toutefois si le discriminant est négatif, ou si la valeur de μ' est trop élevée (supérieure à 100 par exemple, ce qui nuit à la bonne stabilité dans le temps) les calculs doivent être repris avec un pot de plus grandes dimensions. On peut essayer d'atteindre un Q maximum du moment que le coefficient de température reste dans des limites raisonnables. Lorsque μ' est connu, les calculs peuvent être complétés, comme nous l'avons expliqué en *a*).

7.4. — Distorsion et perméabilité d'amplitude.

Si ces conditions sont spécifiées, les pertes par hystérésis sont d'abord calculées. D'après celles-ci

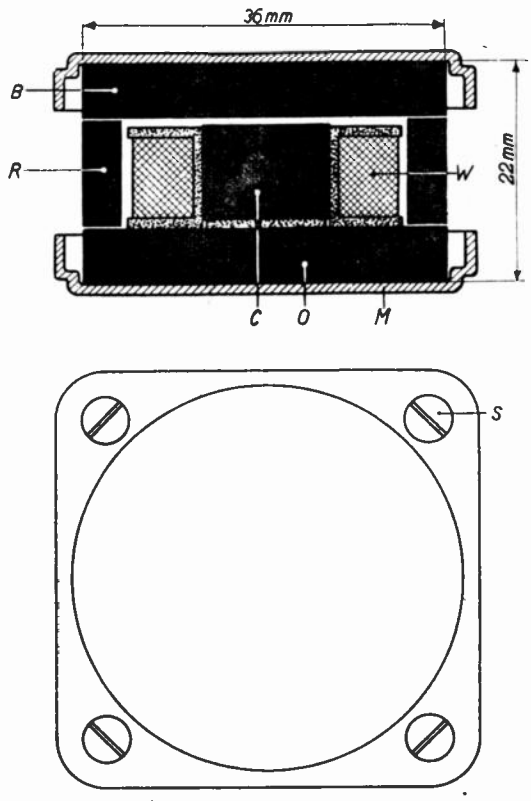


Fig. 9. — Montage d'un pot fermé Ferroxcube à entrefers symétriques.
W : bobinage et sa carcasse.
O : Plateau inférieur sur lequel est collé le noyau Cental *C* avec interposition d'une cale non ferro-magnétique pour des longueurs d'entrefers $\Delta > 0{,}5$ mm.
B : plateau supérieur.
R : anneau.
M : flasques d'assemblages maintenus à l'aide des vis et entretoises. Les parties en noir sont en Ferroxcube.

on peut calculer le taux d'harmonique 3 et la variation L due à la perméabilité d'amplitude.

Si les limites sont dépassées, μ' doit être réduit' et le calcul doit être recommencé.

7.5. — Ajustage, imprégnation et montage.

Mis à part les dispositifs de réglage mobiles, l'ajustage du coefficient de self-induction peut être obtenu en retouchant très légèrement la longueur de l'entrefer. Ce travail peut se faire, par exemple, à l'aide de papier émeri. Pour les faibles valeurs de μ', il est possible d'obtenir pour le coefficient de self-induction des tolérances de $\pm$ 0,5 %. Afin de garantir la stabilité dans le temps, il est nécessaire d'imprégner d'abord la carcasse bobinée, puis, le pot complètement monté. Une bonne imprégnation est obtenue sous un vide poussé, par exemple de 0,05 mm de mercure. Au préalable, un étuvage à 120° C et sous un vide primaire de quelques mm de mercure est conseillé. Dans bien des cas, on peut utiliser comme imprégnant l'ozokérite jaune (point de goutte 78° C). Si l'opération d'imprégnation est faite selon des spécification bien déterminées, l'augmentation de self-induction qui en résulte est constante : elle est de l'ordre de 1 % et augmente pour des valeurs de μ' élevées.

Lors du montage, il faut nettoyer soigneusement les surfaces en contact, l'émeri en particulier risque de produire des entrefers instables. Il faut serrer les flasques de maintien diagonalement et progressivement, sans effort : un mauvais serrage conduit à des difficultés de fabrication, et à des instabilités dans le temps. Pour des fréquences supérieures à 50 kc/s, le début et la fin du bobinage doivent se faire par le même passage du fil. On évite ainsi les flux de fuite, se refermant directement dans les parties extérieures du pot (sans entrefer) ce qui augmente les pertes, le coefficient de température, etc...

8. — **Exemple.**

Donnons pour terminer un exemple de calcul. On désire réaliser pour une bobine de filtre utilisée en téléphonie par courants porteurs, une inductance de 2,5 mH à 70 kc/s avec un coefficient de température inférieur à 80×10^{-6} °C et un coefficient de surtension le plus élevé possible.

Le choix du matériau s'arrêtera sur le $F \times C\text{-}3B2$ ayant un $\dfrac{d\mu_0}{\mu_0^2\, dT} = 2.10^{-6}$ maximum .

D'après la relation (6) on voit que μ' ne devra pas dépasser 40. Etant donné que la fréquence de travail est relativement basse et que le coefficient de self-induction est élevé, le calcul sera fait avec un pot d'assez grandes dimensions, du type 36/22. Pour cette fréquence, il est recommandé de choisir un fil divisé dont le diamètre ne soit pas trop faible : par exemple 0,07 minimum.

De la fig. 7 on déduit pour $\mu' = 40$, une longueur d'entrefer de 0,85 mm. Le nombre de tours α pour un henry est de 2.140 donc pour 2,5 mH, le nombre de tours sera :

$$n = 2140 \sqrt{\frac{2{,}5}{1000}} = 107$$

Le tableau N° III conduit à utiliser le fil divisé de $32 \times 0{,}07$ avec 131 tours dans le cas ou la carcasse serait complètement bobinée. Le facteur f_{cu} sera dans ce cas réduit à :

$$f_{cu} = 0{,}327 \times \frac{107}{131} = 0{,}267$$

En supposant que le facteur de surtension $Q = 400$ et le courant $I = 1$ mA (valeur moyenne dans ce

genre d'application), les valeurs de R/L peuvent être calculées d'après les relations 31 à 36.

$$\frac{R_0}{L} = 366\ \Omega/H\ ; \qquad \frac{R_{cu}}{L} = 81{,}5\ \Omega/H\ ;$$

$$\frac{R_{cap}}{L} = 75{,}5\ \Omega/H\ ; \qquad \frac{R_{co}}{L} = 113\ \Omega/H\ ;$$

$$\frac{R_H}{L} = 21\ \Omega/H\ ; \qquad \frac{R'_R}{L} = 162\ \Omega/H\ ;$$

$$\frac{R_{tot}}{L} = 819\ \Omega/H\ ; \qquad Q = \frac{\omega}{819} = 537$$

La correction de $\frac{R_{cap}}{L}$ pour $Q = 537$ donne 69,5 Ω/H et Q se trouve porté à 541.

Les pertes cuivre dépassent les pertes fer ; il faudrait donc augmenter μ' ; chose impossible pour que le coefficient de température soit respecté.

La valeur élevée obtenue pour le coefficient de surtension montre qu'il serait possible d'utiliser un pot plus petit, par exemple le pot 25/16.

Pour $\mu' = 40$, la fig. 8 donne une longueur d'entrefer de 0,75 et un nombre de tours α pour un millihenry de 88.

$$n = 88\sqrt{2{,}5} = 139 \text{ tours}$$

Dans ce cas le fil divisé de $20 \times 0{,}07$ sera utilisé et le tableau N° III donne :

$$f_{cu} = \frac{139}{158}\ 0{,}431 = 0{,}30$$

En supposant $Q = 300$ et $I = 1$ mA, on peut calculer, d'après les relations 37 à 42, les diverses valeurs de R/L. On trouve $Q = 428$.

La correction de $\frac{R_{cap}}{L}$ pour $Q = 428$ donne finalement $Q = 431$. Si cette valeur est suffisante dans l'application envisagée, le pot 25/16 peut être utilisé.

9. — Conclusions.

Les nombreuses approximations admises dans la méthode de calcul précédente, ne permettent pas d'obtenir une parfaite exactitude des résultats. L'expérience montre que le maximum d'erreurs sur ces résultats se chiffre entre 10 et 15 % environ. De telles erreurs englobent, dans un premier projet, les erreurs de mesures.

L'intérêt pratique de la détermination précédente est qu'elle permet de choisir le type de pot, et de définir le bobinage nécessaire. La mise au point finale doit être accompagnée de la mesure systématique des divers paramètres influant sur les résultats.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Quelques applications du Ferroxcube, par W. Six. *Revue Technique Philips*, Tome 13, N° 11, Mai 1952.

[2] Les propriétés magnétiques et électriques des matériaux Ferroxcube. par J.J. Went et E.W. Gorter, *Revue Technique Philips*, Tome 13, N° 8, Février 1952.

[3] Le Ferroxcube. — *Documentation « TRANSCO »*.

[4] Survey of Possible Applications of Ferrites, par K.E. Latimer et H.B. Mac Donald. *P.I.E.E.*, 97, 11 avril 1950.

[5] Ferrites core Inductors, par H.A. Stone. *B.S.T.J.*, mars 1953.

[6] Die ferro-magnetischen Konstanten für schwache Wechselfeder, par Jordan. *E.N.T.*, juillet 1924.

SUR LES SCHÉMAS ÉQUIVALENTS DU TRANSISTRON

PAR

J. GASCHI

Ingénieur à la Société « La Radiotechnique »

La définition d'un transistron par un schéma équivalent s'est imposée dès le début de sa réalisation. L'intérêt d'une telle définition est que :

1° En essayant de relier les paramètres ainsi mis en évidence aux propriétés physiques du transistron, elle permet d'en mieux comprendre le fonctionnement, en faisant ressortir les caractéristiques, tant physiques que géométriques, qui influent sur ses propriétés. Par suite, elle peut servir de guide dans les études entreprises pour tenter d'en améliorer les caractéristiques ;

2° En donnant à l'utilisateur un schéma qui, du point de vue électrique, est assimilable à un réseau, elle permet à celui-ci de pouvoir effectuer les calculs nécessaires à la détermination des circuits associés au transistron.

Si l'on passe en revue les différentes étapes de l'évolution des schémas équivalents applicables au transistron, on peut approximativement diviser celle-ci en trois parties :

1° A l'origine du transistron, un premier schéma fut proposé par Shockley ; ce schéma était le résultat de l'analyse du fonctionnement physique du transistron. Bien qu'il ne fût pratiquement pas utilisé en tant que schéma pratique dans les applications, il convient de le signaler, car la méthode analytique qui servit à sa détermination est restée la méthode de base dans le calcul des paramètres des divers schémas équivalents proposés par la suite ;

2° La période de développement et de début de fabrication des transistrons, où ceux-ci n'étaient pratiquement utilisés qu'en basse fréquence. L'étude des schémas équivalents se fit alors en prenant pour point de départ la théorie des quadripôles, et en assimilant le transistron à un quadripôle actif ;

3° Au fur et à mesure que s'avançaient les recherches et les développements la gamme d'utilisation en fréquence des transistrons allait en s'étendant. Il s'est avéré bien vite que les schémas développés suivant la théorie des quadripôles n'étaient plus suffisants pour représenter le fonctionnement du transistron aux fréquences élevées, par suite de l'apparition de phénomènes nouveaux.

Après un rappel de la théorie de Shockley et de la représentation suivant la théorie des quadripôles, nous donnerons un type de schéma utilisable dans une gamme de fréquences assez large.

Ce schéma est applicable dans le cas du transistron *p-n-p* obtenu par fusion, que nous désignerons par la suite sous le nom de transistron-fusion.

La théorie de Shockley.

Le fonctionnement du transistron fut à notre connaissance décrit et analysé pour la première fois par Shockley en 1949.

En 1951, dans un article écrit conjointement Shockley, Sparks et Teal présentaient les résultat pratiques et théoriques d'une étude effectuée sur des transistrons *n-p-n* développés par la Bell Telephone. La conclusion de leur étude était que les caractéristiques des éléments étudiés cadraient bien avec celles prévues par Shockley dans sa première analyse.

Pour développer cette analyse, Shockley avait avancé un certain nombre d'hypothèses :

1° Que la résistivité et la longueur de diffusion des porteurs minoritaires étaient uniformes, mais

différentes dans chacune des trois régions, émetteur, base et collecteur ;

2° Que dans la base, la concentration des porteurs minoritaires était faible devant celle des porteurs majoritaires.

Il reliait alors la densité des porteurs minoritaires de chaque côté des jonctions *p-n* à la différence de potentiel aux bornes de ces jonctions et résolvait l'équation de diffusion relative à ces porteurs dans chacune des trois régions. La relation entre les courants traversant les jonctions et les différences de potentiel aux bornes était ensuite facilement calculée.

Il en déduisait le schéma équivalent suivant où :

$$\rho e = \frac{q}{kT} Ie$$

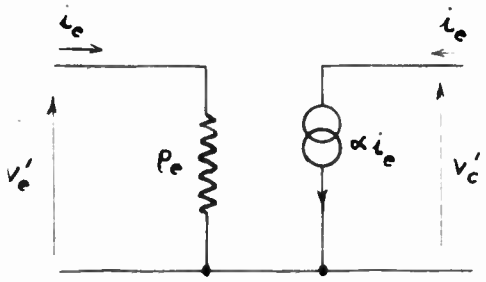


FIG. 1.

Dans ces conditions, il trouvait que le courant *ic* était indépendant de *Vc*, pour autant que *Vc* soit beaucoup plus grand que $\frac{kT}{q}$

En général, pour un quadripôle actif, les paramètres pour de faibles signaux sont fonction des conditions de polarisation ; sous cet angle le schéma précédent est inhabituel ; de plus, il ne fait apparaître aucun élément de sortie et de réaction.

Représentation suivant la théorie des quadripôles.

Lorsque l'on utilise un tube à vide, il n'est pas nécessaire d'en connaître les mécanismes internes tant physiques que chimiques, pour mettre au point un circuit. Il est maintenant de pratique courante de remplacer le tube à vide par un schéma équivalent, dont les éléments sont déterminés empiriquement par la mesure. Il était donc normal d'appliquer la même méthode au transistron pour en étudier les performances en considérant celui-ci comme un quadripôle. Le premier schéma adopté fut celui dit en *T*, car il avait de plus l'avantage d'être assez proche du fonctionnement physique du transistron. Dans ce schéma ρe ρc représentent les résistances différentielles de l'émetteur et du collecteur et dépendent des conditions de polarisation, r_b représente la resistance ohmique de base et α le coefficient d'amplification en courant.

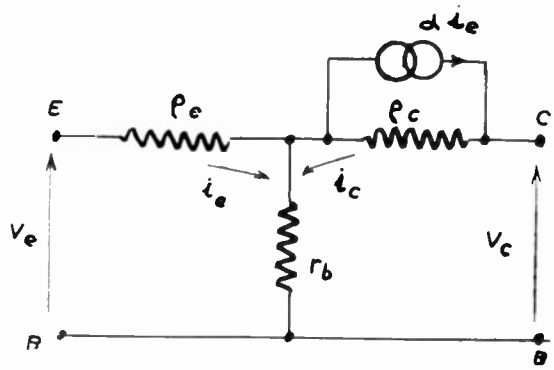


FIG. 2.

On retrouve dans ce schéma les éléments définis par Shockley ; on constate cependant la présence d'une résistance de sortie ρc qui, selon la théorie précédente, devrait être infinie ; sa valeur sera expliquée ultérieurement par Early.

Cependant, ce schéma, bien que très simple et d'un intérêt pratique incontestable, présente l'inconvénient d'être composé de paramètres difficilement accessibles, tout au moins à la mesure directe.

Aussi a-t-on cherché à définir d'autres paramètres en faisant appel à la théorie générale des quadripôles. Le nombre de variables indépendantes étant égal à deux, il existe six groupes de paramètres possibles ; en fait, trois seulement sont utilisés dans la pratique ; nous allons les examiner rapidement

1° *Les paramètres « z ».*

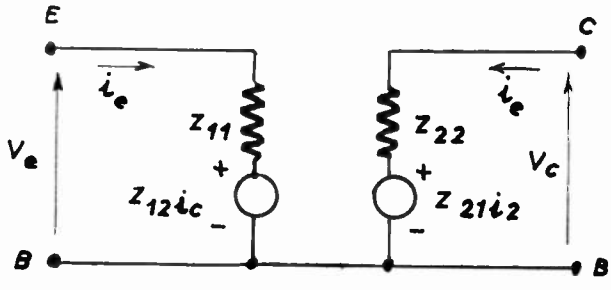


FIG. 3.

Ces paramètres représentent les impédances à circuit ouvert du quadripôle ; ils sont liés entre eux par les relations suivantes :

$$\begin{cases} ve = z_{11}\, ie + z_{12}\, ic \\ vc = z_{21}\, ie + z_{22}\, ic \end{cases}$$

S'ils permettent de passer facilement aux paramètres du circuit en *T*, ils présentent des difficultés de mesure, la condition de circuit ouvert du côté collecteur n'étant pas toujours aisément réalisable (ρc étant généralement supérieur à 1 MΩ).

2° *Les paramètres « y ».*

Entre ces paramètres représentant les admittances à circuit fermé, on a les relations :

$$\begin{cases} ie = y_{11}\, ve + y_{12}\, vc \\ ic = y_{21}\, ve + y_{22}\, vc \end{cases}$$

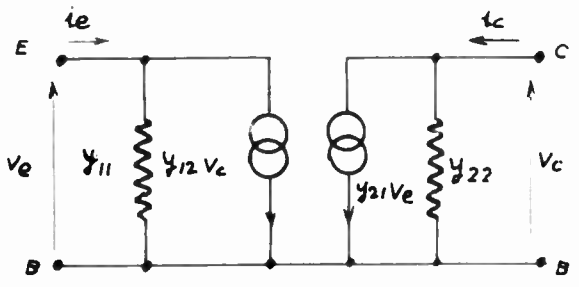


FIG. 4.

L'un des avantages de l'utilisation de ce système de paramètres est que les mesures s'effectuent en réalisant un court-circuit virtuel, éliminant ainsi les difficultés dues aux valeurs élevées de l'impédance de sortie.

De plus, mis sous la forme d'un schéma en π, il permet pour l'étude de circuit des analogies avec les schémas équivalents utilisés pour les tubes électroniques. Cependant, il reporte les difficultés de mesure du côté de l'émetteur, l'impédance d'entrée d'un transistron étant très faible.

3° *Les paramètres « h ».*

On a :

$$\begin{cases} ve = h_{11}\, ie + h_{12}\, Vc \\ ic = h_{22}\, vc + h_{21}\, ve \end{cases}$$

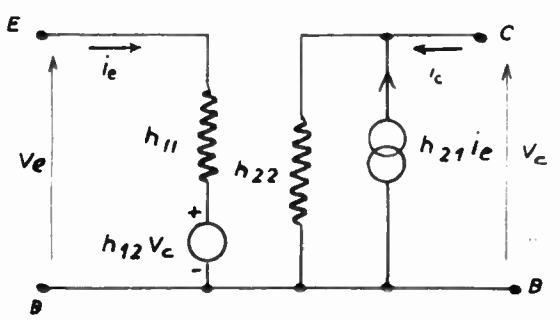


FIG. 5.

Ces paramètres, introduits par Guillemin lors de son étude sur les réseaux en télécommunications, sont appelés hybrides, car ils sont représentés par des coefficients ayant des dimensions diverses en effet ; h_{11} représente une impédance, h_{22} une admittance, tandis que h_{12} et h_{21} représentent respectivement un coefficient de division de tension et un coefficient d'amplification de courant.

Ces paramètres ont l'avantage d'être facilement mesurables de par leur définition même, qui tient compte du fait qu'un transistron est un élément amplificateur ayant une impédance d'entrée faible et une impédance de sortie élevée. De plus, ils donnent des indications sur des facteurs importants influant sur les performances du circuit associé au transistron. D'une part, h_{11} et h_{22} donnent les informations nécessaires pour les adaptations d'impédances, et h_{12} et h_{21} celles relatives au degré de réaction interne et au gain en courant disponible.

Choix d'un système de paramètres.

Le choix entre l'un ou l'autre de ces systèmes résulte d'un compromis entre diverses exigences dont les plus importantes sont :

1° La facilité d'utilisation pour l'étude du circuit associé au transistron. Nous avons vu que les paramètres « *h* » donnent des informations utiles à l'ingénieur chargé de réaliser un circuit, mais il ne faut pas oublier que, selon que l'on connecte les transistrons en série ou en parallèle, l'utilisation des paramètres *z* ou *y* peut être plus avantageuse. Il en est de même lorsque l'on utilise une contre-réaction externe ; l'un ou l'autre de ces systèmes peut conduire à des calculs plus ou moins simplifiés suivant le type de contre-réaction utilisé :

2° La facilité de réalisation des mesures. Dans ce cas, l'avantage va incontestablement aux paramètres *h*, qui sont réellement bien adaptés aux mesures sur les transistrons.

La tendance actuelle est de définir le transistron par l'intermédiaire des paramètres « *h* », probablement parce qu'ils sont plus facilement mesurables, mais aussi parce qu'en exprimant des spécifications à partir de ces coefficients, il découle des limites de fabrication que l'on peut avantageusement relier au fonctionnement des circuits. Néanmoins, il ne semble pas qu'il faille abandonner l'usage de la représentation en *T*, qui représente le mieux le concept physique du mécanisme d'un transistron, et qui est un langage pratique pour comparer des transistrons de fabrication et d'origine différentes.

Schéma équivalent en fonction de la fréquence.

Dans les tubes à vide, les propriétés d'amplification aux fréquences élevées sont limitées par deux facteurs, d'une part les capacités interélectrodes, et d'autre part le temps de transit des électrons.

Il en est de même pour les transistrons, où l'on peut mettre en évidence des capacités interélectrodes, dites capacités de transition, dues à la présence d'une zone de transition à chacune des jonctions. L'existence d'un temps de transit est bien évidente, elle est la conséquence du phénomène qui régit le déplacement des porteurs minoritaires dans la

base ; elle se manifeste par l'apparition d'admittances, dites admittances de diffusion. L'ensemble de ces admittances constitue un quadripôle, qui représente le schéma équivalent d'une partie du transistron, que nous dénommerons par la suite le transistron idéal.

Indépendamment des capacités de transition, il existe un certain nombre d'autres éléments extérieurs au transistron idéal, dont il convient de tenir compte dans le schéma équivalent. Parmi ceux-ci, il faut citer les résistances de contact des sorties base, émetteur et collecteur ; en général, ces deux dernières peuvent être négligées, car elles sont faibles par rapport aux impédances avec lesquelles elles sont en série. Un autre élément est constitué par la conductance de fuite du collecteur, probablement due à la matière en excès sur le collecteur à l'endroit où la jonction rencontre la surface.

On peut donc représenter un transistron par le schéma de la figure 1, où r_b représente la résistance

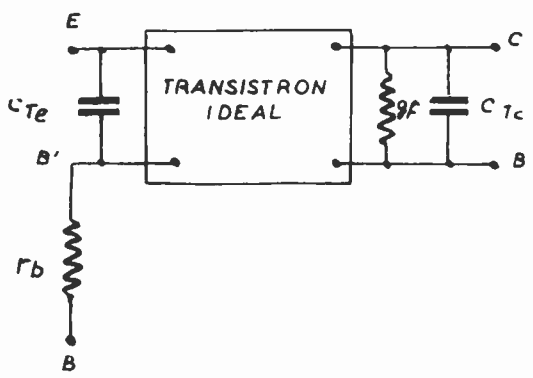


FIG. 6.

de la sortie de base, g_f la conductance de fuite du collecteur, et C_{Te}, C_{Tc} respectivement les capacités de transition de l'émetteur et du collecteur.

Nous allons maintenant étudier chacun des éléments constitutifs de ce schéma.

La résistance de base.

Il existe un effet de réaction, par suite de la chute de tension existant entre la jonction émetteur base et le point de contact du fil de sortie de base. L'apparition de cette tension est une conséquence de la résistivité différente de zéro, que possède le matériau constitutif de la base, et du courant qui le traverse, par suite de la recombinaison d'une partie des lacunes injectées par l'émetteur dans la base. Cet effet de contre-réaction peut être symbolisé par une résistance r_b, placée entre un point B', inaccessible pratiquement, représentant la jonction émetteur base et la sortie de base B. Du point de vue alternatif, cette résistance a pour origine, d'une part la différence entre les courants de diffusion émetteur et collecteur, d'autre part le courant de charge de la capacité de transition du collecteur. Suivant la géométrie du transistron, Early a montré que les chemins parcourus par ces deux courants n'étaient pas forcément identiques ; aussi en résulte-t-il que r_b pouvait être formulée par une seule ou deux expressions.

Les capacités de transition.

Ces capacités mises en évidence par Shockley s'expliquent comme suit. Considérons une jonction p-n, sans aucune tension appliquée ; les lacunes ont tendance à diffuser vers la région de type n, et les électrons vers la région de type p. Il s'en suit un déséquilibre des charges dans les deux régions voisines de la jonction, et le potentiel électrostatique qui en résulte tend à garder chaque type de porteurs dans sa région propre. Ce potentiel apparaît aux bornes d'une zone de transition séparant les deux régions, où la densité des lacunes est plus faible que dans la région n, et celle des électrons inférieure à celle qui existe dans la région p, créant ainsi une zone de charge d'espace de densité de charges non nulle.

L'application d'une tension extérieure aux bornes de la jonction s'ajoute au potentiel électrostatique, et en neutralisant un nombre plus ou moins grand de charges, fait varier la largeur de cette zone de transition. Ce phénomène est équivalent à celui de décharge d'une capacité, formée par les surfaces délimitant la zone de transition et obéissant aux lois de l'électrostatique. La capacité de transition est donnée par la formule :

$$C_T = \frac{K \varepsilon_0}{x}$$

où K représente la constante diélectrique du germanium ($K = 16$), ε_0 représente la perméabilité de l'air ($8{,}854 \times 10^{-4}$ farad-cm), et x représente la largeur de la zone de transition.

Pour un transistron-fusion, x est de la forme $x = C^{ste} \sqrt{V}$; par suite, la capacité de transition est inversement proportionnelle à la racine carrée de la tension.

En général, bien qu'ayant une valeur plus élevée que la capacité de transition du collecteur, celle correspondant à l'émetteur peut être négligée, car elle est placée en parallèle sur la capacité de diffusion beaucoup plus importante.

Le transistron idéal.

Les paramètres définissant le quadripôle équivalent au transistron idéal résultent du phénomène de déplacement par diffusion des porteurs minoritaires.

En effet, les lacunes injectées par l'émetteur dans la base se déplacent vers le collecteur, principalement par diffusion sous l'influence d'un gradient de concentration, l'influence des champs électriques pouvant être négligée dans le cas du transistron-fusion.

En conséquence, si l'on ne tient pas compte des effets de surface, on peut écrire que le mouvement des lacunes suivant une direction donnée est régi par une équation de diffusion identique à celle utilisée en thermodynamique, et qui est de la forme :

$$\frac{\delta p}{\delta t} = -\frac{p - p_n}{\tau_p} - \frac{1}{q}\frac{\delta i_p}{\delta x}$$

où p représente la concentration des lacunes,

p_n la concentration des lacunes à l'équilibre thermique,

τ_p la durée de vie des lacunes,

et q la charge d'un électron.

Cette équation signifie que le taux de variation des lacunes est égal au nombre de celles qui se recombinent par unité de temps, plus celles qui se déplacent par seconde sous forme de courant.

Pour résoudre analytiquement cette équation, il convient d'exprimer les conditions aux limites. Ces conditions sont définies en tenant compte du fait que la densité des lacunes de chaque côté de chacune des jonctions est une fonction exponentielle des tensions appliquées aux bornes, cette dépendance exponentielle étant une conséquence de la distribution des énergies thermiques des lacunes qui suivent sensiblement la loi de Boltzmann. Cependant, en exprimant ces conditions aux limites, il il ne faut pas oublier de tenir compte de l'influence des tensions appliquées sur le collecteur et l'émetteur sur la largeur de la base. Cette influence signalée par Shockley a été étudiée par Early et est maintenant connue sous le nom d'effet Early.

Cet effet résulte du fait qu'à chacune des jonctions, il existe une zone de transition, dont, — nous l'avons vu en examinant le mécanisme des capacités de transition, — la largeur varie avec la tension appliquée, suivant qu'un nombre plus ou moins grand de charges est neutralisé. En général, pour la jonction émetteur-base, polarisée positivement, la largeur de la zone de transition est faible et peut être négligée. Il n'en est pas de même du côté collecteur, où la largeur de la zone de transition augmente avec la tension collecteur, entraînant ainsi une diminution de la largeur de la base. Il nous faudra donc exprimer cette variation de la largeur de base en fonction de la tension du collecteur, lorsque nous écrirons les conditions aux limites.

L'équation de diffusion peut alors être résolue dans le cadre des hypothèses formulées par Shockley. On trouvera en annexe les résultats de calcul. Les courants dans l'émetteur et le collecteur seront facilement déduits, en appliquant la relation :

$$i_p = q\ Dp \frac{\delta p}{\delta x}$$

Schéma équivalent du transistron réel.

Nous donnerons ce schéma dans le cas du montage émetteur-masse, qui est le type de montage le plus employé dans les applications.

Le dessin de la fig. 2 donne le schéma correspondant au transistron réel, c'est-à-dire en tenant

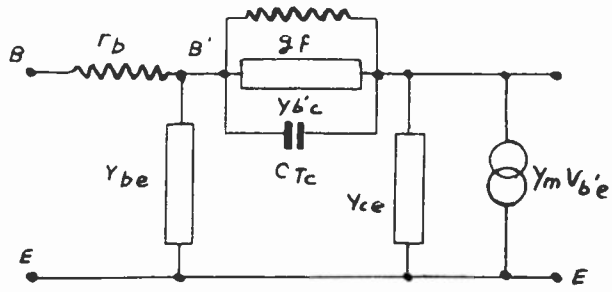


Fig. 7.

compte des éléments extérieurs au transistron idéal, résistance de base, capacité de transition collecteur-base, conductance de fuite du collecteur.

Examinons les différents paramètres constitutifs de ce schéma :

1° *Admitance* $Yb'e$ dont l'expression est donnée par :

$$Yb'e = gb'e + j\ Cb'e = \frac{q}{kT} I_B + j\frac{q}{kT} Ie \frac{Wo^2}{2Dp}$$

Si l'on appelle b le gain en courant en basse fréquence pour le montage émetteur-masse, il vient :

$$r_{b'e} = \frac{kT}{q I_B} = \frac{kT}{qIe}(b + 1)$$

Or, $\frac{kT}{qIe}$ représente la résistance différentielle de l'émetteur ρ_e introduite par Shockley, d'où

$$r_{b'e} = \rho_e (b + 1).$$

La capacité $C_{b'e}$ est la forme $C_{b'e} = \frac{1}{\rho_e}\frac{Wo^2}{2Dp}$

Or, l'on a $\frac{1{,}2\ Dp}{\pi Wo^2} = f\alpha$, où $f\alpha$ représente la fréquence de coupure du gain en courant dans le montage base-masse. Par suite, il vient $C_{b'e} = \frac{1}{0{,}8\ \rho_e\ \omega_\alpha}$

2° *L'admittance* $Yb'c$ donnée par la formule :

$$Yb'c = -Ic\frac{\delta W}{\delta Vc}\frac{W_0}{2Lp^2} - j\ Ic\frac{\delta W}{\delta Vc}\frac{W_0}{2Dp} - g_{b'c} + jC_{b'c}$$

La capacité $C_{b'c}$ est faible, de l'ordre du picofarad, et est donc négligeable devant la capacité de transition du collecteur (35 *pF* pour le transistron considéré), qui est placée en parallèle. Seule intervient donc dans l'admittance de réaction la composante $g_{b'c}$.

3° *L'admittance Yce.*

L'expression de *Yce* attire deux remarques. D'une part le terme capacitif, donné par :

$$Ic \frac{\delta W}{\delta Vc} \frac{W_0}{6Dp}$$

peut être négligé devant la conductance, la capacité ainsi mise en évidence étant de l'ordre d'une fraction de picofarad.

D'autre part, la résistance émetteur-collecteur est pour le transistron étudié d'environ 150 000 Ω, c'est-à-dire très supérieure à la valeur des impédances de sortie généralement utilisées dans les applications. Celles-ci étant placées en parallèle sur r_{ce}, ce terme peut alors être omis dans la représentation du schéma équivalent.

1° *Le générateur de courant Ym* $V_{b'e}$.

Pour les fréquences considérées, le terme réactif peut être négligé devant le terme actif et l'expression du générateur de courant se réduit alors à :

$$g_m V_{b'e} = -\frac{q}{kT} Ic V_{b'e}$$

On peut encore exprimer ce générateur en fonction du courant *i*, circulant dans la résistance émetteur base. Il vient alors :

$$g_m V_{b'e} = -\frac{q}{kT} Ic\, i \frac{kT}{q I_B} = -\frac{Ic}{I_B} i = bi$$

En conclusion, le transistron peut être représenté par le schéma de la fig. 8 dans lequel, afin d'éviter

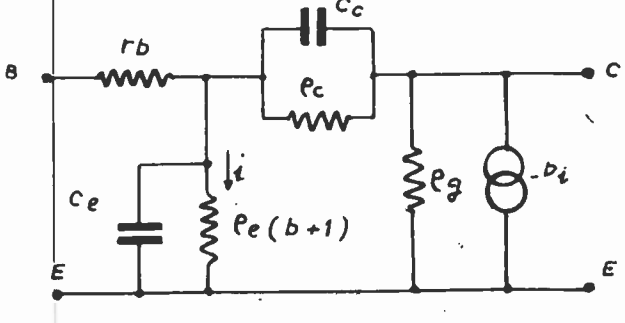


FIG. 8.

l'emploi de lettres suivies de deux symboles, pour caractériser un élément donné, nous avons posé :

$\rho_g = r_{ce}$

$Cc = C_{Te}$; $Ce = C_{b'e}$; $\rho_c = r_{b'e}$.

Pour un transistron expérimental, développé à la Radiotechnique et mesuré au point de fonctionnement, $Vc = -6V$; $Ie = 1$ mA, les paramètres ont les valeurs suivantes pour une température ambiante de 25°C.

1° Résistance de base $r_b = 350\ \Omega$;

2° Gain en courant $b = 39$;

3° Résistance différentielle d'émetteur $\rho_e = 30\ \Omega$.

Cette valeur est légèrement supérieure à la valeur théorique donnée par $\rho_e = \frac{26}{IemA}$. Cette différence tient probablement à ce que la température de la jonction est plus élevée que la température ambiante.

4° Capacité de l'émetteur $Ce = 10\,000$ pF. Cette valeur correspond bien avec celle mesurée pour la fréquence de coupure $f\alpha$, qui est de 0,6 MHz ;

5° Capacité du collecteur $Ce = 35$ pF ;

6° Résistance de réaction $\rho_c = 2$ MΩ. Cette valeur est inférieure à la valeur calculée, par suite de la présence en parallèle de la conductance de fuite du collecteur, dont la valeur peut être déterminée expérimentalement par la mesure de ρ_c à courant émetteur nul.

ANNEXE

On a l'équation de diffusion :

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{p - p_n}{\tau_p} - \frac{1}{p} \frac{\partial i_p}{\partial x}$$

Si l'on porte dans cette équation la relation $ip = -qDp \frac{\delta p}{\delta x}$, il vient l'équation suivante qu'il nous faut résoudre :

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{p - p_n}{\tau_p} + Dp \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} \qquad (1)$$

Les solutions de cette équation sont, si l'on applique des tensions telles que :

$V = V + ve^{j\omega t}$, de la forme ;

$$p(x, t) = p_0(x, t) + p_1(x, t)\, e^{j\omega t}$$

D'où les solutions de l'équation (1) :

$$p(x,t) = p_n + A\,ch(\gamma_0 x) + B\,sh(\gamma_0 x) + [C\,ch(\gamma_1 x) + D\,sh(\gamma_1 x)]\,e^{j\omega t}$$

où l'on pose :

$$\gamma_0 = \frac{1}{\sqrt{D_p \tau_p}} = \frac{1}{L_p} \qquad \gamma_1 = \gamma_0 (1 + j\omega\tau_p)^{1/2}$$

Conditions aux limites.

Les conditions aux limites sont :

en Je $\quad p(x,t) = pn\, e^{\frac{q}{kT}(Ve + ve\, e^{j\omega t})}$

en Je $\quad p(x,t) = pn\, e^{\frac{q}{kT}(Vc + vc\, e^{j\omega t})}$

En général ve et vc sont faibles devant kT/q, et l'on peut écrire :

en Je $\quad p(x,t) = p_n\, e^{\frac{q}{kT}Ve}\left(1 + \frac{q}{kT} ve\, e^{j\omega t}\right)$

en Jc $\quad p(x,t) = p_n\, e^{\frac{q}{kT}Vc}\left(1 + \frac{q}{kT} vc\, e^{j\omega t}\right)$

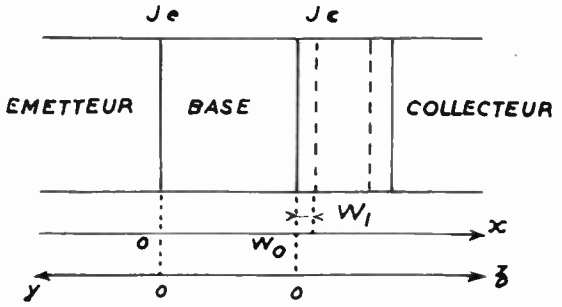


FIG. 9.

Mais le positionnement de Jc n'est pas connu avec précision par suite de l'effet Early ; c'est une fonction instantanée du temps, car la largeur de base W est fonction de Vc. Si l'on pose : $w = wo + w_1$, on a :

$W_1 = \left(\frac{\partial W}{\partial Vc}\right) vc$ on peut se contenter d'un premier terme du développement en série, car $vc \ll Vc$.

Solution de l'équation.

En tenant compte du fait que w_1 est faible devant les longueurs de diffusion et qu'aux fréquences considérées la relation $\gamma_1 w_1 \ll 1$ est toujours vérifiée, on peut, dans l'expression des constantes, remplacer $ch(\gamma_1 w_1)$ par 1 et $sh(\gamma_1 w_1)$ par $\gamma_1 w_1$. De plus, les effets du second ordre dus aux termes en $C\,\gamma_1\,w^1$ et $D\,\gamma_1\,w_1$ qui font intervenir des expressions en vc^2 et $vc\,ve$ peuvent également être négligés. D'où il vient :

$$p_0(x,t) = p_n + p_n\,ch(\gamma_0 x) + \left[\frac{p_n\,(e^{\frac{q}{kT}Ve} - 1)}{sh(\gamma_0\,\omega_0)} - p_n\,(e^{\frac{q}{kT}Vc} - 1)\,coth(\gamma_0\,w_0)\right] sh(\gamma_0 x)$$

$$p_1(x,t) = \frac{q}{kT}\,p_n\,e^{\frac{q}{kT}Ve}\,.\,ve\,ch(\gamma_1 x) + \frac{q}{kT}\,pn\left[\frac{e^{\frac{q}{kT}Vc}}{sh(\gamma_1 w_0)}\,vc - e^{\frac{q}{kT}Ve}\coth(\gamma_1 w_0)\,ve\right] sh(\gamma_1 x) - \gamma_0\frac{\partial W}{\partial Ve}\,p_n\left[(e^{\frac{p}{kT}Ve} - 1)\coth(\gamma_0 w_0) - \frac{(e^{\frac{q}{kT}Ve} - 1)}{sh(\gamma_0 w_0)}\right]\frac{sh(\gamma_1 x)}{(sh\,\gamma_0 w_0)}\,vc$$

D'où, en posant $qDp\,\gamma_0\,p_n = I_0$ et $s = (1 + j\omega\tau_p)^{1/2}$, on en déduit l'expression des courants :

$$Ip_e = -q\,Dp\left.\frac{\partial p_0}{\partial x}\right|_{x=0} \qquad ip_e = -q\,Dp\left.\frac{\partial p_1}{\partial x}\right|_{x=0}$$

$$Ip_e = -q\,Dp\left.\frac{\partial p_1}{\partial x}\right|_{x=w_c} \qquad ip_e = -q\,Dp\left.\frac{\partial p_1}{\partial x}\right|_{x=w_0}$$

Courants dus aux électrons dans l'émetteur et le collecteur.

Indépendamment des courants dus aux déplacements des lacunes dans la base, il existe des courants dus au passage d'électrons de la base vers l'émetteur et le collecteur, dont la valeur doit être incluse dans l'expression donnant les courants totaux circulant dans l'émetteur et le collecteur.

La densité de ces électrons suit une loi de diffusion de la forme :

$$\frac{\partial n}{\partial t} = -\frac{n - n_p}{\tau_n} + Dn\frac{\partial^2 n}{\partial x^2}$$

Les conditions aux limites sont :

1° Pour l'émetteur :

en $y = 0$ $\quad n(y.t) = n_p\, e^{\frac{q}{kT}Ve}$

en $y = We$ $\quad n(y.t) = n_p$

2°) Pour l'émetteur :

en $z = 0$ $\quad n(z.t) = n_p\, e^{\frac{q}{kT} V_e}$

en $z = Wc$ $\quad n(z.t) = n_p$

Le calcul se conduit comme précédemment, en posant

$$\gamma'_0 = \frac{1}{\sqrt{Dn\ \tau_e}}\,\gamma''_0 = \frac{1}{\sqrt{Dn\ \tau_c}} \text{ et } s_e = (1 + j\omega\ \tau_e)^{1/2},$$
$$s_c = (1 + j\omega\ \tau_c)^{1/2}$$

Il vient en considérant en première approximation les longueurs de diffusion faibles devant We et Wc :

$$I_{ne} = -\ I_{no}\,(e^{\frac{q}{kT} V_e} - 1) \qquad i_{ne} = -\frac{q}{kT} I_{no}\ s_e\, e^{\frac{q}{kT} V_e}.\ v_e$$

$$I_{nc} = -\ I'_{no}\,(e^{\frac{q}{kT} V_c} - 1) \qquad i_{nc} = -\frac{q}{kT}\ I'_{no}\ s_c e^{\frac{q}{kT} V_c}.\ v_c$$

où : $\quad Ino = q\ D_n\ n_p \gamma'_0$ et $I'no = q\ D_n\ n_p\ \gamma''_0$

Fonctionnement normal d'un transistron.

Dans l'utilisation normale d'un transistron, V_c est négatif et beaucoup plus grand que kT/q et le terme $e^{\frac{q}{kT} V_c}$ peut être considéré comme nul. On a alors, en tenant compte du sens conventionnel des courants, c'est-à-dire courants entrant dans l'émetteur et le collecteur :

1° *Composantes continues.*

$$Ie = I_0\,(e^{\frac{q}{kT} V_e} - 1)\ coth\ (\gamma_0 w_0) + \frac{I_0}{sh\ (\gamma_0\ w_0)} + In_0\,(e^{\frac{q}{kT} V_e} - 1)$$

$$Ic = -\ I_0\ \frac{e^{\frac{q}{kT} V_e} - 1}{sh\ (\gamma_1\ w_0)} - I_0\ coth\ (\gamma_0\ w_0) - I'n_0$$

De ces expressions, on déduit la valeur de α_0, coefficient d'amplification en courant, $\alpha_0 = -\frac{\delta Ic}{\delta Ie}$; on trouve :

$$\alpha_0 = \frac{1}{ch\ (\gamma_0\ w_0)} \times \frac{1}{1 + \frac{In_0}{I_0}\ th\ (\gamma_0\ w_0)}$$

Le gain en courant est le produit de deux termes, le premier représente le facteur de transport β, c'est-à-dire le rapport du nombre de lacunes qui quittent l'émetteur au nombre de celles qui atteignent le collecteur. Le second terme est l'expression de γ, perte d'émission du collecteur, c'est-à-dire le rapport du courant émetteur dû aux lacunes au courant émetteur total. En général, le rapport $\frac{In_0}{Ip}$ est faible par suite de la plus grande résistivité du matériau p devant celle du matériau n ; nous supposerons donc $\gamma = 1$.

De plus, le courant $I'no$ est faible et généralement inférieur à Ico (courant collecteur à émetteur ouvert) et peut être négligé.

De même, on peut définir un courant Ies, courant de saturation de l'émetteur lorsque celui-ci et le collecteur sont polarisés négativement ; on a donc :

$$Ie - Ies = Io\ e^{\frac{k}{kT} V_e}\ coth\ (\gamma_0\ w_0)$$

Comme dans la zone d'utilisation considérée, $Ies \ll Ie$, on peut donc négliger le courant de saturation.

2° *Composantes alternatives.*

$$ie = \frac{q}{kT}\ I_0\ s\ e^{\frac{q}{kT} V_e}\ coth\ (\gamma_1 w_0)\ .\ v_e$$
$$- I_0\ \gamma_0\ \frac{\partial W}{\partial Vc}\ \frac{s}{sh\ (\gamma_1\ w_0)}\left[coth\ (\gamma_0\ w_0) + \frac{e^{\frac{q}{kT} V_e} - 1}{sh\ (\gamma_0\ w_0)}\right] v_c$$
$$+ \frac{q}{kT}\ In_0\ s_e\ e^{\frac{q}{kT}} v_e$$

$$i_c = \frac{q}{kT}\ I_0\ s\ \frac{e^{\frac{q}{kT} V_e}}{sh\ (\gamma_0\ w_0)}\ v_e$$
$$+ I_0\ \gamma_0\ \frac{\partial W}{\partial V_c}\ s\ coth\ (\gamma_0\ w_0)\left[coth\ (\gamma_0\ w_0) + \frac{e^{\frac{q}{kT} V_e} - 1}{sh\ (\gamma_0 w)_0}\right] v_c$$

D'où l'expression du gain en courant en fonction de la fréquence :

$$\alpha = \frac{1}{ch\ (\gamma_1\ w_0)} \times \frac{1}{1 + \frac{In_0}{I_0}\ th\ (\gamma_1\ w_0)\ \frac{(1 + j\ \omega\ \tau_e)^{1/2}}{(1 + j\ \omega\ \tau_p)^{1/2}}}$$

Pour les fréquences considérées, le deuxième terme est égal à 1. On a donc la chute de 3 dB du gain en courant, donnée par $\frac{\alpha}{\alpha_0} = 0{,}707$; cette chute se produit pour une fréquence telle que

$$2\ \pi f\ \alpha = 2{,}4\ \frac{Dp}{w_0^2}$$

Des expressions donnant les composantes alternatives des courants, on tire un système de quatre admittances.

En remarquant que : $I_0\, e^{\frac{q}{kT} V_e} = I_e\, th\, (\gamma_0\, w_0)$

et que : $- I_0 \left[\frac{e^{\frac{q}{kT} V_e} - 1}{sh\, (\gamma_0\, w_0)} + coth\, (\gamma_0\, w_0) \right] = I_c$

l'expression de ces admittances devient :

$$y_{ee} = \frac{q}{kT} I_e \frac{(1 + j\,\omega\,\tau_p)^{1/2}\, th\, (w_0/L_p)}{th\, [(1 + j\,\omega\,\tau_p)^{1/2}\, (w_0/L_p)]}$$

$$y_{ec} = - \frac{I_c}{w_0} \frac{\partial W}{\partial Vc} \frac{(1 + j\,\omega\tau_p)^{1/2}}{L_p\, sh\, [(1 + j\,\omega\,\tau_p)^{1/2}\, (w_0/L_p)]}$$

$$y_{ce} = - y_{ee}\, \alpha_0 \qquad y_{ee} = - \frac{y_{ec}}{\alpha_0}$$

Admittances du schéma équivalent (montage émetteur-masse).

Les admittances du schéma équivalent au montage émetteur-masse se déduisent de celles précédemment calculées par l'application des relations suivantes :

$$Y_{b'e} = y_{ee} + y_{ec} \qquad Y_{b'c} = y_{cc} + y_{ec}$$

$$Y_{ec} = - y_{ec} \qquad Y_m = y_{ee} - y_{ce}$$

Si l'on tient compte de ce que $\frac{W_0}{Lp} \ll 1$, et que pour les fréquences telles que $\omega \frac{w_0^2}{6Dp} \ll 1$, les fonctions hyperboliques peuvent être développées en série, il vient :

$$Y_{b'e} = \frac{q}{kT} I_B + j \frac{q}{kT} I_e \frac{W_0^2}{2D_p} \omega$$

$$Y_{b'c} = - I_c \frac{\partial W}{\partial Vc} \frac{W_0}{2\, L_p^2} - j\, I_c \frac{\partial W}{\partial Vc} \frac{W_0}{2D_p} \omega$$

$$Y_{ce} = - \frac{I_c}{W_0} \frac{\partial W}{\partial Vc} + - j\, I_c \frac{\partial W}{\partial Vc} \frac{W_0}{6D_p} \omega$$

$$Y_m = - \frac{q}{kT} I_c + j \frac{q}{kT} I_c \frac{W_0^2}{6D_p} \omega$$

BIBLIOGRAPHIE

[1] W. SHOCKLEY. — The theory of *p-n* junctions in semi-conductors and *p-n* junction transistors. *Bell System Technical Journal*, Juillet 1949.

[2] W. SHOCKLEY, M. SPARKS et G.K. TEAL. — The *p-n* junction transistors. *Physical Review*, Juillet 1951.

[3] R.M. RYDER and R.J. KIRCHER. — Some circuits aspects of the transistor. *Bell System Technical Journal*, Juillet 1949.

[4] R.L. WALLACE et W.J. PIETENPOL. — Some circuit properties and application of *n-p-n* transistoirs. — *I.R.E.*, Juillet 1951.

[5] L.C. PETERSON. — Equivalent circuits of Linear Active four terminal networks. *Bell System Technical Journal*, Octobre 1948.

[6] J.M. EARLY. — Effects of space-charge layer widening in juction transistor. *P.I.R.E.*, novembre 1952.

[7] L.J. GIACOLETTO. — Terminology and equations for linear active four terminal networks including transistors. *RCA Review*, mars 1953.

[8] R.L. PRITCHARD. — Frequency variations of junction transistor parameters. *P.I.R.E.*, Mai 1954.

[9] L.J. GIACOLETTO. — Study of *p-n-p* alloy junction transistor from D.C. through medium frequencies. *RCA Review*, décembre 54.

[10] Dr HANEMANN. — Expression for the «α cut-off frequency» in junction transistors. *P.I.R.E.*, décembre 1954.

[11] J.M. EARLY. — Design theory of junction transistors. *Bell System Technical Journal*, novembre 1953.

[12] J. MOULON. — Propriétés essentielles des transistrons. *Onde Electrique*, mars 1955.

[13] L. ZAWELS. — The natural equivalent circuit of junction transistors. *RCA Review*, septembre 1955.

[14] E.A. GUILLEMIN. — Communication Networks. *John Wiley and son, N.Y.*, 1935.

TÉLÉVISION EN COULEUR

PAR

H. ANGLÈS D'AURIAC

Directeur du Centre Technique de l'U.E.R.

Deuxième Partie (*)

Aspects économiques (et généraux) du problème de la télévision en couleur
Solution américaine
Solution (ou solutions) européenne (s)

La solution adoptée par les Etats-Unis mérite évidemment la plus grande considération. Elle constitue indiscutablement une donnée majeure pour ceux qui, en Europe, ont aujourd'hui à fixer leur choix et à définir leur politique. Un système qui est le fruit de 10 années de recherches — de recherches compétitives, soulignons-le — qui a été conçu et mis au point par la fine fleur de l'intelligence et de la technique américaines, un système pour l'élaboration et l'expérimentation duquel plusieurs dizaines de millions de dollars ont été dépensés, représente évidemment « quelque chose ». Il serait au moins léger de penser que reprenant le problème à la base, avec des moyens matériels d'ailleurs très inférieurs à ceux dont ont disposé les ingénieurs américains, nous pourrions facilement trouver une solution techniquement meilleure. Comme le faisait justement remarquer un Américain de mes amis, il nous faut éviter ici tout ce qui ressemblerait à une tentative de « redécouvrir l'Amérique ».

Cependant il y a à la base de la solution américaine deux conditions dont nous avons dénoncé le caractère non nécessaire a priori. L'obligation de satisfaire ces conditions a fatalement et fortement marqué la solution finale. Il est donc plus que normal, il est nécessaire que nous nous interrogions sur la légitimité de ces conditions, car il se pourrait que, valables aux Etats-Unis, elles ne le soient pas en Europe ou au moins qu'elles le soient à un degré moindre. Et, à l'inverse, nous devrons nous demander si la prise en considération de données spécifiquement européennes n'est pas de nature à nous faire poser *d'autres conditions* auxquelles devrait satisfaire une solution européenne du problème de la télévision en couleur.

Répondant un jour aux reproches d'un délégué français — généralement mieux inspiré — qui regrettait lors d'une réunion du Comité Consultatif International des Radiocommunications que l'on ait mélangé les questions d'argent aux questions scientifiques, le Dr. van Duuren, de l'Administration des P.T.T. Hollandais, faisait justement observer que la technique, c'était précisément « la science plus l'économie ». Dans une matière comme la télévision en couleur qui intéresse la vie sociale et même la vie politique des peuples, il est même clair que la bonne technique, celle qui conduit aux solutions heureuses et solides, devrait ne pas s'appuyer seulement sur des données scientifiques et économiques.

Il n'y a pas que la nature et l'argent, il y a aussi les hommes, les institutions, les mœurs, les intérêts particuliers, la géographie, l'histoire enfin qui a pu créer des conditions à caractère contingent, etc.

C'est donc dans un contexte étendu et non étroitement technique qu'il nous faut examiner le problème.

A. *Le contexte américain. Logique des « conditions » et des décisions américaines.*

Analysons d'abord le contexte américain et montrons comment les décisions prises ont été commandées par ce contexte.

1) *Maintien de la largeur de la voie.*

La condition a priori introduite ici est justifiée par deux catégories de considérations. Si les Américains ont décidé que la voie de transmission de la télévision en couleur ne serait pas plus large que la voie de transmission du noir et blanc, c'est d'abord par un souci général d'économie du spectre. De nombreux facteurs existent, en effet, aux Etats-Unis, qui rendent

(*) La première partie de cette étude a paru dans le numéro 347 de l'*Onde Electrique*, page 134 (février 1956).

cette économie particulièrement importante. C'est ainsi que l'on doit noter d'abord que les services de radiocommunications connaissent aux Etats-Unis un développement dont nous n'avons absolument pas idée en Europe. Ces services se trouvent tous à l'étroit dans les bandes de fréquences qui leur ont été allouées et ils ne cessent de s'adresser à la FCC pour obtenir un élargissement de leurs allocations. Cette situation ne peut que faire monter chaque jour davantage, et jusqu'à des cours très élevés, ce que l'on pourrait appeler le prix du mégacycle, le prix du canal.

A l'intérieur même des bandes de radiodiffusion et de télévision, l'on doit aussi tenir compte du développement considérable des réseaux. 400 émetteurs de télévision sont déjà en service et le plan d'allocations de la FCC en prévoit environ 2 000. On doit aussi souligner qu'il y a attribution compétitive des canaux, par la FCC, à des organismes commerciaux pour lesquels ces canaux représentent de l'argent. Une telle situation doit fatalement, elle aussi, conduire à une hausse constante du prix de la voie.

Rien ne saurait mieux illustrer le prix qu'on attache aux Etats-Unis à l'économie du spectre des fréquences que la déclaration récemment faite par le représentant en Europe de la RCA (le Commander C.G. Mayer) au cours d'une discussion qui suivait une communication que ce représentant venait de faire à la Royal Society of Arts (Londres) (1) :

« Comme je l'ai dit durant ma conférence, le spectre des fréquences radioélectriques est une ressource qui doit être soigneusement conservée. Toute tentative pour augmenter le spectre utilisé en radiodiffusion et en télévision en vue d'en retirer des avantages supposés — tels qu'un nombre élevé de lignes — avantages qui, en fait, ne peuvent pas être perçus dans les conditions normales de réception domestique, constitue un gaspillage du spectre. Il devrait y avoir une cour criminelle devant laquelle les ingénieurs et tous autres qui préconisent l'usage de largeurs de spectre plus importantes qu'il n'est réellement nécessaire et justifiable, devraient comparaître ».

Cependant la condition de maintien de la largeur de la voie ne repose pas uniquement sur des considérations d'économie. En conservant un canal de télévision en couleur de même largeur que le canal noir et blanc existant, on facilite considérablement la solution du problème des allocations de fréquence aux différentes stations.

Il y a certainement là pour la FCC une raison supplémentaire très forte d'imposer a priori le maintien du canal à 6 Mc/s et la rédaction même de ladite condition qui constitue le premier des sept critères de la FCC (dont il est parlé plus loin) fait ressortir la chose nettement puisqu'il y est écrit que le système de télévision en couleur à choisir « must be capable of operating within a 6 Mc/s channel allocation structure ». Accepter une largeur de canal différente pour la couleur eût en effet signifié pour la FCC la nécessité de reprendre complètement l'étude de son plan de fréquences, établi en 1952, et ce dans des conditions a priori rendues beaucoup plus difficiles par l'existence de canaux de largeur différente : les canaux noir et blanc et les canaux de couleur.

L'on peut signaler aussi dans un ordre d'idées voisin que laissant inchangée la largeur de la voie, l'on crée des conditions a priori favorables en ce qui concerne la transmission des signaux de couleur par le réseau de câbles existant déjà utilisé pour la transmission des signaux noir et blanc (1).

Enfin, comme on l'a déjà indiqué plus haut, le maintien de la voie facilite indirectement la compatibilité. Un système pourrait, en effet, être compatible au sens où nous avons défini plus haut la compatibilité, mais si l'information en couleur était par exemple transmise à l'extérieur du canal noir et blanc les plans de distribution de fréquences noir et blanc s'en trouveraient perturbés. L'on rejoint ici les considérations émises il y a un instant mais en les abordant sous un angle légèrement différent (nous avons dû simplifier la définition de la compatibilité ; les spécialistes ne distinguent pas moins de quatre sortes de compatibilité allant de la compatibilité simple à la pleine compatibilité...).

En résumé la condition du maintien de la voie était justifiée, aux Etats-Unis, par les considérations suivantes : économie de la voie, possibilité d'introduire la télévision en couleur sans perturber les plans d'allocation de fréquences, possibilité d'utiliser le réseau de câbles existant, indirectement enfin parfaire la condition de compatibilité.

2) *Compatibilité.*

Observons d'abord qu'il peut paraître inutile de s'étendre longuement sur ce sujet. Les avantages des systèmes compatibles apparaissent d'une façon extrêmement claire, et ce même aux profanes, sans qu'il soit nécessaire de s'y attarder. Cependant un trait spécifiquement américain rendait cette condition particulièrement nécessaire. Il s'agit du fait que la télévision est, aux Etats-Unis, non un service public, mais un service commercial qui repose essentiellement sur la publicité. Ce sont les téléspectateurs qui financent finalement les programmes qui leur sont prétendûment « offerts », par les achats qu'ils font des produits commerciaux que ces programmes leur recommandent. Il est clair qu'une telle condition impose la compatibilité. Comment financer, en effet, les émissions de couleur, si ruineuses, si un très petit nombre de téléspectateurs seulement peut les recevoir ? Comment accepter de se trouver de nouveau, pour la couleur, devant le problème si difficile déjà rencontré pour la télévision noir et blanc, problème qui consiste à « amorcer la pompe » alors que la compatibilité permettait de lancer la

(1) Nous donnons cette précision pour situer le climat dans lequel cette déclaration a été faite. Il s'agissait d'une discussion orale et il est probable que tout en maintenant sa position le Commander Mayer se serait montré moins féroce s'il avait exprimé sa pensée par écrit.

(1) Le maintien de la largeur du canal ne suffit d'ailleurs pas à lui tout seul et un critère spécial a dû être rédigé par la FCC à ce sujet.

couleur dans des conditions économiques infiniment plus faciles, les émissions de couleur étant financées alors non plus seulement par les propriétaires de récepteurs de couleur (forcément en petit nombre dans les débuts), mais aussi par les 35 millions de propriétaires de récepteurs noir et blanc. Le statut commercial de la télévision américaine constituait donc une « justification supplémentaire » à la condition de compatibilité.

3) *Position américaine vis-à-vis des appareillages.*

Nous avons indiqué à propos du système NTSC que l'industrie américaine ne s'était nullement laissée arrêter par la perspective d'appareillages coûteux et compliqués et très précisément par la perspective de *récepteurs* coûteux et compliqués. Une telle position peut surprendre à première vue, mais elle est en réalité tout à fait normale si l'on prend en considération différentes données du « contexte américain ».

On évoquera d'abord le niveau de vie très élevé qui règne aux Etats-Unis. Non seulement les besoins économiques réellement essentiels sont satisfaits pour la quasi-totalité de la population, mais des « besoins » considérés en Europe comme ayant un caractère de luxe sont depuis longtemps passés aux Etats-Unis dans la catégorie des besoins essentiels. Aussi lorsque la FCC a fixé comme condition (quatrième critère) que les récepteurs devaient « être assez bon marché pour être accessibles à la grande masse de la clientèle américaine », devons-nous nous garder de lire la formule avec des yeux européens.

Il faut ensuite observer qu'il existe aux USA un marché unifié et immense (près de 35 millions de récepteurs noir et blanc déjà) servi par une industrie extrêmement puissante et très concentrée. Les problèmes d'appareillage se présentent donc sous un jour particulièrement favorable. La normalisation des types, la grande série, permettent un abaissement massif des prix de revient. Et 400 000 récepteurs d'un type même très complexe mais unique et fabriqué par une seule firme reviennent certainement infiniment moins cher que 400 000 récepteurs même beaucoup plus simples, mais de modèles divers et dont la construction est éparpillée entre un grand nombre de firmes. L'industrie américaine est donc naturellement peu portée à s'effrayer des complications d'appareillages et dans le problème général « voie contre appareillage », elle est normalement amenée à donner sa préférence aux solutions qui économisent la voie, même s'il doit en résulter des difficultés et des complications supplémentaires pour les appareillages.

4) *Convertibilité.*

Dans une économie basée sur une expansion continue et qui se doit de créer sans cesse de nouveaux marchés, il est même permis de penser que la complexité des appareillages peut constituer pour l'industrie un élément attractif. Et cette considération rend compte, non plus de l'existence de telle ou telle condition, mais bien de l'absence d'une *autre condition* qui, comme la compatibilité, eût pu mériter de connaître elle aussi la vedette. Il s'agit de la *convertibilité*, c'est-à-dire de la possibilité pour les récepteurs noir et blanc existants d'être convertis facilement et à peu de frais en récepteurs de couleur.

Une telle condition peut, en effet, paraître — aux profanes — a priori aussi intéressante que la compatibilité et il semble que le téléspectateur renoncerait sans trop de regret à recevoir en noir et blanc les émissions en couleur s'il pouvait ajouter à son récepteur quelque dispositif peu coûteux permettant de recevoir en couleur les émissions de couleur.

Au lieu de réaliser une émission en couleur construite de façon à comporter un signal noir et blanc destiné aux récepteurs noir et blanc et un signal de coloriage qui ne peut être perçu que par un récepteur entièrement nouveau, l'on aurait pu partir d'une hypothèse différente et définir a priori un récepteur en couleur comme constitué par un récepteur noir et blanc complété par un dispositif simple permettant, le cas échéant, la réception en couleur (1).

Pourquoi donc la convertibilité n'a-t-elle pas été retenue comme une condition a priori aussi valable que la compatibilité ? L'on peut répondre à cette question — sans pouvoir ici évidemment entrer dans les détails — en invoquant les difficultés techniques supplémentaires très sérieuses qu'il aurait fallu ici rencontrer. Mais nous ne pensons ni faire preuve de machiavélisme, ni porter atteinte à la respectabilité de l'industrie américaine en exprimant l'opinion que, toutes difficultés techniques mises à part, la convertibilité, loin de pouvoir constituer aux yeux de cette industrie une condition a priori valable, risquait au contraire d'être considérée comme une tare rédhibitoire.

La convertibilité eût pu, en effet, signifier la mort dans l'œuf de ce marché immense et nouveau, celui des récepteurs de télévision en couleur. La solution finalement adoptée (système NTSC) a, au contraire, le mérite d'être strictement inconvertible. Il n'y a aucun espoir de transformer en récepteur de couleur un récepteur noir et blanc et c'est bien un nouvel appareil que la clientèle devra acheter si elle désire un récepteur pour la couleur.

Lorsqu'on examine cette situation trop rapidement et avec des yeux européens, on est tenté de juger que l'intérêt des télespectateurs est ici, dans une certaine mesure, sacrifié à celui de l'industrie. En réalité — et nous écrivons ceci sans aucune ironie, et peut-être même avec une certaine envie — le système économique américain est tel que l'intérêt de l'industrie et celui du public coïncident réellement, à long terme (2).

A ceux qui trouveraient cette digression un peu longue — puisque aussi bien la convertibilité est techniquement très difficile à satisfaire — l'on

(1) Le système CBS était du moins dans son principe un système convertible (voir par exemple le Rapport Condon, page 40).

(2) Et peut-être même à court terme.

répondrait que tout exposé du problème de télévision en couleur serait incomplet sans une mention de cette « condition cachée ». Toutes les fois qu'il nous a été donné de parler de ces questions avec des personnes non prévenues (nous voulons dire des non spécialistes) et que nous leur avons exposé ce qu'était la compatiblité, elles n'ont pas manqué d'énoncer elles-mêmes la condition de convertibilité et de nous demander pourquoi l'on avait retenu a priori une seule de ces conditions (1).

5) *Autres « données » américaines.*

A la vérité ce paragraphe est un peu une de ces « fausses fenêtres pour la symétrie » condamnées par Pascal. S'il existe bien, comme nous le verrons tout à l'heure, d'autres « données » européennes, il semble bien, en revanche, qu'il n'y ait rien à ajouter aux différents facteurs analysés ci-dessus. Tout au plus pourrait-on souligner (encore s'agirait-il plutôt d'un « écho » de ce qui sera écrit plus loin à propos de l'Europe) que le problème à résoudre par les Etats-Unis était un problème national, qu'il s'agissait de le résoudre dans le cadre d'un pays unique et à partir d'un standard noir et blanc unique, données qui permettaient au problème de la télévision en couleur d'exister vraiment, alors qu'en Europe un tel problème se brise en problèmes nationaux assez profondément liés entre eux mais apparemment indépendants.

L'on pourrait aussi noter l'existence d'un organisme technico-administratif (la FCC) ayant autorité non seulement en ces matières mais aussi en ce qui concerne les allocations de fréquences. La même autorité à laquelle il appartenait de prendre une décision en matière de télévision en couleur avait donc la possibilité d'apprécier pleinement avant de prendre une telle décision quelles seraient les incidences de celle-ci en différents domaines et notamment en ce qui concerne le plan de répartition des allocations sur le territoire des USA.

Les données ci-dessus, à caractère économique ou social, nous paraissent tout à fait déterminantes et expliquent la politique suivie par les Etats-Unis en la matière.

D'autres facteurs ont évidemment pu intervenir. Il aurait été, par exemple, fort intéressant de suivre pas à pas l'histoire des compétitions technico-administratives entre les différents systèmes américains (essentiellement CBS et RCA) de 1948 à 1953. Mais cette histoire est bien connue de nos lecteurs.

En résumé, et sans nous donner le ridicule de conclure que les Américains ont bien fait ou ont eu raison de se décider comme ils l'ont fait, nous pensons pouvoir au moins dire que leurs décisions s'inscrivent logiquement dans ce que nous avons appelé le contexte américain.

B. *Le contexte européen.*

Il nous faut maintenant, pour terminer, examiner le contexte européen et voir si la solution NTSC ou une solution reposant sur les mêmes conditions lui convient aussi bien.

1) *Maintien de la largeur de la voie ?*

Observons d'abord ici que la double pluralité des pays et des standards noir et blanc fait littéralement exploser cette première question et lui enlève même, jusqu'à un certain point, toute signification Comment décider, par exemple, que l'on adoptera la condition USA de la voie, à savoir que l'on adoptera pour la couleur le même canal que pour le noir et blanc, alors que ce canal est lui-même différent d'un pays à un autre. Sans doute chaque pays ou groupe de pays pourrait-il adopter en ce qui le concerne cette condition, mais on voit bien qu'un certain nombre de justifications « américaines » énoncées plus haut feraient alors défaut.

Même sur le plan purement technique, il est bien évident d'ailleurs que de décider a priori qu'on s'en tiendra pour la couleur au canal noir et blanc, n'a pas la même valeur ni ne conduit aux mêmes difficultés pour le Royaume-Uni, par exemple, dont le canal est de 5 Mc/s, ou pour la France dont le canal est de 14 Mc/s. Et à l'inverse, pour enlever tout caractère tendancieux, s'il était besoin, à la phrase précédente, il est sûr aussi que décider que l'on augmentera la largeur de la voie n'a pas la même valeur ni ne conduit aux mêmes difficultés pour ces deux pays.

Les justifications « indirectes » rencontrées plus haut pour le maintien de la voie américaine disparaissent donc (et notamment celle relative à l'établissement des plans de fréquences : voir paragraphe 5 ci-dessous).

Quant à la justification « directe », à savoir l'intérêt qu'il y a à économiser le spectre, elle existe elle aussi bien évidemment en Europe. Mais elle est certainement beaucoup moins forte. Il est sûr que les services de radiocommunications et les services de télévision n'ont pas atteint le même degré de développement qu'aux Etats-Unis (à des réserves près touchant tel ou tel pays ou telle ou telle région du spectre). D'une façon générale, on peut avancer que le mégacycle est moins cher en Europe qu'aux Etats-Unis. Sans doute un mouvement à la hausse est-il à prévoir au fur et à mesure que les services de radiocommunications se développeront en Europe. Mais on est encore loin des conditions d'occupation du spectre existant aux Etats-Unis. (Aussi, si une Cour de Justice Internationale, proposée par le Commander Mayer pour la répression du gaspillage des fréquences, doit jamais voir le jour, faudra-t-il envisager la création d'une section spéciale où les délinquants européens seraient jugés par des juges également européens).

(1) Il est juste d'indiquer que dans la solution NTSC les *nouveaux* récepteurs construits sont convertibles. En d'autres termes, le récepteur de couleur est conçu (en gros) comme comprenant deux parties : un récepteur noir et blanc et des dispositifs additionnels pour la couleur. Mais il n'en est ainsi que pour les nouveaux récepteurs et non pour les anciens.

2) *Compatibilité.*

Les justifications « évidentes » de la compatibilité, si évidentes que nous ne les avons pas explicitées à propos des Etats-Unis, sont évidemment valables pour l'Europe et ont peut-être même une force particulière. On doit noter, en effet, que le marché du récepteur noir et blanc, à peine développé dans certains pays, est encore très vulnérable, de sorte qu'il est particulièrement nécessaire de ne pas le perturber. Aux Etats-Unis, il s'agissait d'introduire un marché nouveau au moment où le marché des récepteurs noir et blanc approchait de la saturation (1) (ou du moins avait derrière lui ses plus belles années). Sans doute fallait-il éviter de tuer ce marché noir et blanc dont on pouvait encore tirer quelque chose, mais rien de plus.

En Europe, la situation est entièrement différente et il faut définir et faire connaître au public une politique d'ensemble qui soit telle que le développement du marché noir et blanc ne soit pas immédiatement et irrémédiablement compromis. La compatibilité est certainement un excellent moyen (peut-être le seul mais pas forcément le seul) pour arriver à un tel résultat. Cependant nous pensons qu'il faudrait être ici tout à fait honnête avec le public (et c'est d'ailleurs l'intérêt de l'industrie) en ne lui cachant pas que, s'il peut capter en noir et blanc sur les récepteurs actuels les futures émissions de couleur, il lui faudra acheter un nouveau récepteur entièrement distinct du premier s'il veut recevoir en couleur ces émissions de couleur.

Il y a peut-être là un risque à prendre, mais qui ne serait sérieux que si la télévision en couleur se développait très rapidement (ce qui est malheureusement assez peu probable), qui est celui de voir le téléspectateur noir et blanc se considérer comme pénalisé par rapport à l'ouvrier de la 11e heure qui a suffisamment attendu pour acheter un récepteur de télévision en couleur et qui, de ce fait, a pu se procurer d'un seul coup un récepteur qui lui permet de prendre à la fois en noir et blanc les émissions noir et blanc et en couleur les émissions de couleur. Mais ce risque est certainement beaucoup moins grave que celui que l'on courrait en laissant régner dans l'esprit de la clientèle des incertitudes quant à la politique qui sera suivie et quant aux délais de réalisation de ses différentes étapes.

Pour en finir avec la condition de compatibilité, l'on notera enfin que la télévision étant en Europe un service public, certaines des justifications américaines énoncées plus haut disparaissent. De toute façon, en effet, avec ou sans compatibilité, la télévision en couleur devra longtemps vivre aux crochets de la radiodiffusion et de la télévision noir et blanc, tout comme cette dernière vit et vivra encore un certain temps aux crochets de la radiodiffusion sonore.

3) *Position vis-à-vis des appareillages.*

Les conditions sont ici très différentes de celles qui règnent aux Etats-Unis. D'une part, le niveau de vie européen est, dans l'ensemble, assez nettement inférieur à celui des Etats-Unis. Alors que de nombreux besoins essentiels ne sont pas encore satisfaits — et notamment en matière d'habitation — alors que les récepteurs de télévision noir et blanc — au surplus inconnus dans certains pays — demeurent, du moins en Europe continentale, l'article de luxe qu'ils ont cessé d'être depuis longtemps aux Etats-Unis, l'introduction de la télévision en couleur devrait être conditionnée d'abord par l'impératif d'un *récepteur bon marché, robuste* et *d'entretien facile.*

Il est certain, d'autre part, que la simplicité des appareillages et tout simplement des récepteurs, est plus importante en Europe qu'aux Etats-Unis en raison du fractionnement et de l'éparpillement du marché des récepteurs, lesquels conduisent au régime de la petite série et quelquefois même de la toute petite série.

De ce point de vue aussi, des appareillages simples devraient constituer un critère essentiel pour l'Europe. Mais très paradoxalement il semble que, du moins jusqu'à ce jour et du moins dans certains pays, l'on se soit engagé dans une voie entièrement différente et que l'on ait même tout fait pour aggraver la situation par des mesures inspirées par un protectionnisme à courte vue et même par un malthusianisme assez surprenant. Dans un tel climat, le problème de la position à prendre vis-à-vis des appareillages risque dès lors de se poser en termes incohérents. La série de production courte et chère mais protégée risque d'apparaître comme désirable et la complication — voulue — allant jusqu'à la monstruosité des appareillages peut même, dans ces conditions, être considérée comme le fin du fin. Le problème général des importances relatives de la voie et des appareillages s'évanouit alors complètement ou prend tout au moins un caractère nettement académique.

Quoi qu'il en soit de ces tendances regrettables, répétons que la simplicité, le bon marché du récepteur (critère Nº 4 de la FCC) paraissent s'imposer tout particulièrement en Europe.

4) *Convertibilité ?*

Ce paragraphe est introduit ici plutôt pour mémoire. Il n'y a guère à ajouter à ce qui est écrit plus haut à propos des USA et pour différentes raisons il paraît difficile d'imaginer que cette condition puisse être satisfaite.

5) *Autres « données » européennes.*

Ces autres données européennes sont toutes en relation avec le fait que l'Europe est constituée de plusieurs nations distinctes. Le problème purement national qui était posé aux Etats-Unis en devient ainsi un problème international. Un tel problème s'est déjà posé pour le noir et blanc et on sait que s'il a été possible jusqu'à un certain point de « limiter les dégâts », l'on est loin d'être parvenu à un

(1) Au Royaume-Uni, on n'est pas tellement loin de cette situation.

standard noir et blanc unique puisqu'il existe actuellement en Europe 6 standards différents. Il faut donc non seulement reprendre — comme on vient de le faire — toutes les données « nationales » américaines, mais il faut encore prendre en considération différentes données « internationales » spécifiquement européennes.

En 1951, la FCC avait défini 7 critères auxquels devait satisfaire un système de télévision en couleur. Sans entrer dans le détail de ces critères, nous indiquerons seulement qu'ils étaient constitués, à part des conditions techniques qui vont de soi, par les conditions que nous avons analysées plus haut.

Il conviendrait d'ajouter aux 7 critères nationaux américains (complétés par le critère de compatibilité, lequel pour des raisons historiques n'avait pu être explicité) les 3 critères internationaux suivants :

a) Le ou les systèmes choisis devraient être tels qu'il soit possible d'établir un plan ou des plans européens d'allocation de fréquences sans difficulté trop considérable et sans qu'il soit nécessaire de revenir de façon trop radicale sur la situation existante (Plans de Stockholm).

Il convient, en effet, de se demander jusqu'à quel point il sera possible d'introduire la télévision en couleur en Europe continentale (le cas du Royaume-Uni est assez différent et notamment pour des raisons géographiques) sans détruire complètement les Plans de Stockholm pour les Bandes I et III. Il est déjà permis de penser, en effet, que ces plans ne tiennent et ne tiendront en noir et blanc que dans la mesure où les réseaux de télévision prévus ne seront que partiellement réalisés.

Les difficultés rencontrées à Stockholm pour l'établissement de ces plans étaient dues à la nature même du problème mais étaient certainement en partie aggravées par la disparité des canaux européens. Ces difficultés ne deviendront-elles pas absolument insurmontables lorsqu'on voudra établir des plans comportant à la fois, dans les bandes prévues à Stockholm, des émissions en noir et blanc utilisant des canaux différents et des émissions de couleur utilisant elles aussi des canaux différents.

Une solution consisterait alors à cristalliser la situation telle qu'elle est définie par les Plans de Stockholm et à admettre que la télévision en couleur n'existerait que dans les Bandes IV et V. Mais c'est là un autre problème, que l'on ne peut qu'évoquer ici.

b) Le ou les systèmes choisis devraient être tels que les pays européens puissent échanger les programmes en couleur au moins aussi facilement et si possible même plus facilement qu'ils le font actuellement en noir et blanc.

Ici encore l'on peut noter que la pluralité des standards noir et blanc a certainement compliqué et complique les échanges de programmes (même si les difficultés correspondantes ne sont pas les seules et même si ces difficultés ont été exagérées). Que sera-ce lorsqu'il s'agira d'échanger des programmes de couleur ? De nombreux spécialistes se montrent ici assez pessimistes.

c) Il faudrait enfin prendre en considération le problème des récepteurs dans les régions frontières. Il faudrait que la solution choisie facilite autant que possible la possibilité de réception directe, dans ces régions, des émissions provenant de pays étrangers (comme c'est le cas en radiodiffusion sonore). Le problème peut apparaître comme mineur, mais compte tenu de l'augmentation des puissances, ces régions frontières s'étendent chaque jour davantage et c'est ainsi par exemple que toute la Belgique et toute la Hollande sont déjà ou seront prochainement de telles « régions frontières ». Au surplus, la répartition démographique européenne est telle que ces régions sont généralement des régions à grande densité de population et à niveau économique élevé.

***

C. *Conclusions.*

Il est temps de conclure. Nous pensons avoir montré combien le contexte européen est complexe. Le problème de la télévision en couleur y perd la belle simplicité, la belle unité qu'il présentait aux Etats-Unis, et, excepté peut-être sur un plan strictement technique, il est douteux que l'exemple américain soit ici de nature à nous montrer la voie d'une façon décisive, les données du problème étant par trop différentes en Europe et aux USA.

Il faudra donc que les administrations et les industries européennes intéressées, sans négliger l'expérience américaine, s'attachent à une étude directe du problème et ajoutent aux critères américains leurs propres critères. Il ne nous appartient pas de leur adresser des conseils, mais nous pouvons cependant exprimer en terminant le souhait que ces administrations et ces industries évitent deux écueils principaux.

Elles devraient en effet, éviter une hâte excessive et surtout de se lier elles-mêmes par des déclarations publiques ou des promesses qu'elles ne pourraient pas respecter et qui risqueraient de nuire gravement au développement de la télévision en noir et blanc.

Il faudrait enfin, et nous espérons que l'on trouvera ce souhait normal sous la plume d'un fonctionnaire d'une union européenne, bannir toute conception trop étroite des intérêts nationaux et se garder notamment d'identifier trop vite ceux-ci avec ceux des industries nationales, lesquelles en sont sans doute un des éléments essentiels, mais non le seul.

LE MATÉRIEL PROFESSIONNEL AU SALON 1956 DE LA PIÈCE DÉTACHÉE

Le Salon National des Fabricants de Pièces Détachées Radioélectriques, où sont présentés pièces détachées, tubes électroniques, appareils de mesure et accessoires, s'est tenu du 2 au 6 mars 1956 à Paris, au Parc des Expositions, et a remporté un très vif succès. Ce compte rendu est limité à ceux des éléments professionnels exposés qui ont paru les plus nouveaux et les plus caractéristiques des différentes productions actuelles.

Peu de nouveautés révolutionnaires ont été révélées à l'occasion de ce Salon. Par contre, le progrès sur les précédentes manifestations analogues est certain : d'une part de nombreux modèles, déjà annoncés ou exposés mais seulement comme prototypes, sont maintenant construits en série ; d'autre part la qualité est dans l'ensemble nettement améliorée, pour ce qui est notamment de la tenue en température, de l'étanchéité, et de la stabilité dans le temps ; cette amélioration de qualité est souvent un des aspects de la tendance générale des constructeurs à fabriquer des matériels conformes aux différentes spécifications professionnelles, aux spécifications C.C.T.U. en particulier.

I. — Résistances et condensateurs.

Peu de nouveautés dans le domaine résistances à couches de carbone à part la création par SFERNICE de modèles 1/2, 1 et 2 watts à sorties radiales. Ces résistances du type RHS sont dites à haute stabilité.

L.C.C. fidèle à la miniaturisation a créé une nouvelle résistance, son type C 1/8 de watt.

OHMIC, en résistances agglomérées présente le type 2 watts qui vient compléter sa gamme. Ses potentiomètres à piste montée méritent l'appellation « professionnel ».

Dans le même ordre METOX expose un potentiomètre miniature pouvant dissiper une puissance de 0,3 watt en service continu.

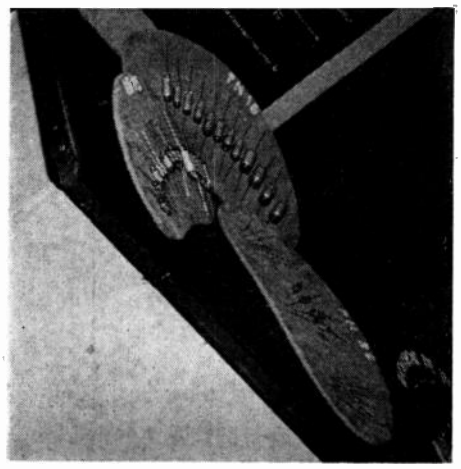
Signalons chez POLYWATT, l'extension des gammes de résistances « Stabimétal » particulièrement dans le domaine haute fréquence avec le type C, et potentiométriques avec le type P.

Les Etablissements BARINGOLZ présentent des rhéostats d'un type nouveau ; pour les fortes valeurs ohmiques le modèle à curseur roulant sans contact glissant et pour les faibles valeurs ohmiques et forts débits le modèle à curseur à surface de contact variable.

WIRELESS-THOMAS toujours fidèle à la précision présente des potentiomètres à rotation continue dans ses modèles « Mildohm » et « Gyrohm ».

M.C.B. & VÉRITABLE ALTER présente un potentiomètre « sinus » à loi de variation sinusoïdale, dont la précision sur la courbe peut être de 0,1 %.

Signalons que des condensateurs au styroflex sont apparus chez STÉAFIX dans une gamme très étendue avec ses modèles PN 16 et PN 25 ainsi que



Condensateurs STÉAFIX PN 16 et PN 25 au polystyrène

chez CAPA. Ils peuvent être utilisés comme condensateurs de compensation en raison de leur coefficient de température négatif.

La miniaturisation des condensateurs au mica apparaît de plus en plus chez STÉAFIX avec ses modèles moulés étanches type CM 15 et ses enrobés T 1 000, 5 – 9 et ses boutons ainsi que chez S.S.M. Radio avec son modèle 59 prévu jusqu'à 500 pF pour TE 1 500 volts.

De même les condensateurs P 1 moulées en polyamide format « Lilliput » ou « Microscopique » se rangent dans la catégorie miniature.

On peut trouver des condensateurs au papier métallisé chez L.C.S.M. présentés sous boîtiers métalliques étanches dans des gammes très étendues de capacités et de tensions.

SAFCO – TREVOUX et SIC font aussi plusieurs modèles pour une seule gamme de tension de service, 200 volts C.C.

FRANKEL présente aussi les modèles E.F.C.O. sous licence ainsi que des condensateurs au mylar métallisé pouvant être utilisés jusqu'à 150° C.

L'évolution des condensateurs au papier est surtout orientée vers l'étanchéité et aussi sur la normalisation par la plupart des fabricants des tensions de service en $5\sqrt{10}$ et des capacités nominales en $3\sqrt{10}$.

SECO – NOVEA en condensateurs électroniques a créé les modèles « Aviation » de plusieurs types. Ils sont étanches et de qualité professionnelle.

Des condensateurs électrochimiques miniatures type étanche, sont présentés par SAFCO – TREVOUX, SIC et TRANSCO.

Les condensateurs au tantale sont toujours un monopole L.C.C. qui a étendu sa gamme des tensions de service (8 et 35 volts). De même les condensateurs céramiques de puissance sont venus s'enrichir du type T. 65/90.

Dans la miniaturisation des condensateurs céramiques, S.E.P. présente 2 types nouveaux, le Minised ayant 2 mm de diamètre et le type « plaquette », ultraminiature à haut pouvoir inducteur spécifique. La série précision a été complétée dans une grande variété de coefficients de température.

LA CÉRAMIQUE FERRO-ÉLECTRIQUE en dehors de la grande variété de ses condensateurs céramiques présente un enrobage magnétique E.L.A. qui peut être utilisé dans les servomécanismes pour communiquer, quasi instantanément un mouvement de rotation à un système mécanique asservi.

Un condensateur ajustable de 2,5 à 40 pF vient compléter la gamme des céramiques.

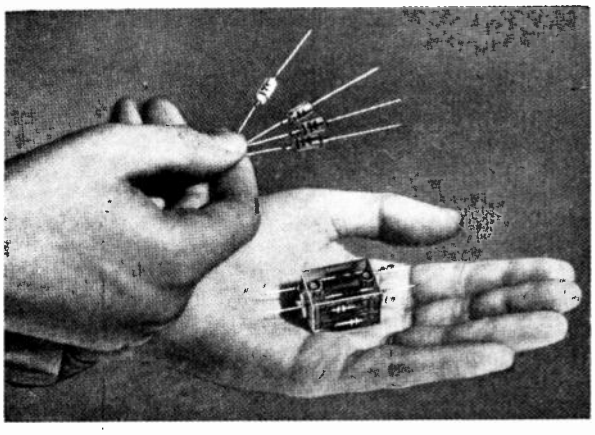
TRANSCO présente des condensateurs tubulaires céramiques miniatures à coefficient négatif de température, type C302 AC.

II. — Eléments non linéaires et assimilés.

Quelques nouveautés dans ce domaine, notamment à la RADIOTECHNIQUE où des diodes à cristal de germanium sont scellées sous verre: les types 0A70 pour utilisation en détection video, 0A71 et 0A74 pour usages divers, et les 0A79 appariées pour détecteurs de rapport donnant un amortissement plus faible et de meilleurs caractéristiques mécaniques ; enfin les diodes monocristal 0A81 et 0A85 ayant des caractéristiques inverses élevées et une variation moins sensible à la température.

Signalons aussi la photodiode OAP 10 à jonction qui est un type nouveau de cellule photoélectrique miniature à faible bruit de fond. Elle constitue un détecteur de choix pour la mesure du flux lumineux.

C.F.T.H. en plus de ses diodes normales présente un modulateur en anneau TH 8400.



Diodes à cristal de germanium et modulateur en anneau C.F.T.H.

Plus récentes sont les diodes à pointe d'or qui tout en ayant d'excellentes performances en inverse permettent de forts débits à bas niveau. Par exemple la C.F.T.H. présente la TH 8 000 qui à + 1 volt a un courant direct minimum de 80 mA. La RADIOTECHNIQUE a ses types OA6.

On voit apparaître chez L.C.T. et C.F.T.H. les premières diodes au silicium monocristallin. Un avantage de ce dernier, qui consiste à supporter des températures élevées est mis en évidence chez C.F.T.H. par un montage où une diode à pointe fonctionne en permanence dans l'eau bouillante, sa caractéristique étant visible sur un oscilloscope. D'autres avantages paraissent avec une série de diodes à jonctions, identiques extérieurement aux diodes germanium, et pour lesquelles la THOMSON annonce une tension inverse de 500 volts avec un débit en direct de 500 mA.

L.C.C. présente des types nouveaux de thermistances R G 100, 200, 300, 312 et le type D F 100 pour la compensation d'ambiances dans les bobines de déflexion.

TRANSCO produit aussi toutes les variétés à disques, batonnets, miniatures, etc... pour toutes applications.

III. — Circuits magnétiques.

M.C.B. présente des transformateurs sous montage étanche pour basse fréquence ou circuits d'alimentation de petite puissance. Ces réalisations permettent des écarts de température compris entre –100° et +105° C. Les tôles employées pouvant être pour certains emplois des tôles à grains orientés.

Les transformateurs pour transistrons ont un volume inférieur à 1 cm³.

La C.S.F. a mis au point les matériaux ferrites Ferrinox U1 et Ferrinox U2 pour hyperfréquences, permettant la réalisation de guides d'ondes unidirectionnels, de girateurs ou de modulateurs.

Transco a toujours ses Ferroxcubes à cycle d'hystérésis rectangulaire, précieux pour les mémoires des machines à calculer.

Nous avons noté la présence des aciéries d'Imphy, qui présentaient, non seulement leurs noyaux en « C » d'Imphysyl devenus d'un usage courant, mais également différents alliages aux propriétés physiques intéressantes en radioélectricité : bilames, matériaux magnétostrictifs, matériaux à cycle d'hystérésis rectangulaire (rectimphy), etc...

Lipa et Oréga pour leur part présentent, leurs gammes très variées de circuits en poudre de fer.

IV. — **Nouveaux tubes.**

La série « Noval » continue à s'accroître et prend une place de plus en plus prépondérante.

Nous avons noté les diodes EY 82 et 6 V 3 P, les pentodes 6 CF 8, 6 DR 6 et 21 B 6, ces deux dernières prévues comme tubes de sortie balayage lignes et la pentode-triode 6 U 8 en mélangeuse oscillatrice.

Les types professionnels se sont accrus des pentodes à faisceaux dirigés 6 BQ 6 GA et 6 CD 6 GA. Dans la série sécurité la 6 X 4 S (double diode), 5727 (thyratron tétrode), 6136 (pentode), 6201 (double triode à cathodes séparées), la R 150 (P.T.T. 217) pentode pour amplification à large bande et R 152 (tubes détecteur de coïncidences à faisceau laminaire.

En UHF, on note la diode de bruit K 50 A pour ondes de 3 cm et la K 51 A pour ondes de 10 cm, on voit aussi l'EA 52 diode à vide poussé pour mesures jusqu'à 1 000 MHz et les triodes à disques scellés EC 56 (1 W) et EC 57 (3 Watts) pour amplification à large bande jusqu'à 4 000 MHz.

Remarquons parmi les fabrications très variées de la C.S.F. :

— la triode préamplificatrice à faible souffle type 141 P avec une pente égale à 22 mA/V ; ce tube prend place dans la série à longue durée utilisée par l'administration des P.T.T. dans ses équipements de faisceaux hertziens.

— la série très complète des tubes du type « Subnitron ».

Examinons maintenant les nouveautés apparues dans le domaine des tubes spéciaux : tubes d'émission de Radiodiffusion ou de télévision, tubes destinés aux Radars, aux Radiocommunications en hyperfréquences, à la nucléonique.

La Compagnie C.F.T.H., pour sa part, présente des modèles nouveaux dans toutes ces catégories de tubes spéciaux, ce sont en particulier :

— les tubes d'émission de Radiodiffusion TH 474, délivrant une puissance de 50 kW jusqu'à 50 Mc/s et TH 471 délivrant une puissance de 15 kW jusqu'à 20 Mc/s.

— Les tubes de télévision suivants :

Le staticon destiné à équiper les caméras de faible volume, plus spécialement pour la télévision industrielle.

Un amplificateur de brillance pour image à rayons X.

Un tube monoscope pour l'analyse d'images fixes.

Et enfin, un tube supericonoscope-photicon particulièrement remarquable puisqu'il réunit les qualités du supericonoscope et du photicon.

— Dans le domaine de la nucléonique la triode TH 470 capable de délivrer une puissance de crête de 2 MW à 200 Mc/s pour des impulsions de 2 µs ; ce tube est destiné notamment à l'équipement d'accélérateurs linéaires de particules.

— Les tubes suivants pour l'application aux radiocommunications et à la HF industrielle :

Les tétrodes TH 4 T 1 100 et TH 4 T 4 100 délivrant respectivement 1 et 4 kW jusqu'à 50 Mc/s.

Les triodes TH 3 T 2 100, TH 3 T 4 100, TH 275 et TH 475 fournissant de 2 à 15 kW jusqu'à 60 Mc/s.

— Pour l'application aux radiocommunications hyperfréquences, signalons :

— la triode TH 021 délivrant 15 W à 3 000 Mc/s et jusqu'à 4 000 Mc/s.

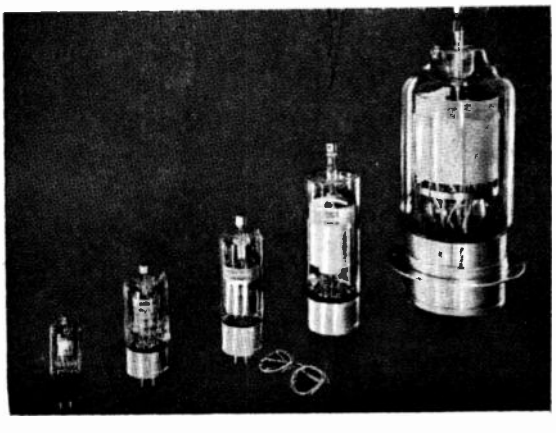
— les klystrons TH 2 220 et TH 2 203 monoblocs à cavité incorporée, le premier destiné à la gamme 10 000 Mc/s, le second à la gamme 7 000 Mc/s ; ces tubes sont capables de délivrer une puissance de 1 W.

— le tube à ondes progressives TH 9 101 pour la gamme 7 000 Mc/s.

— Enfin pour les applications spéciales aux radars :

La diode redresseuse X 80 pour un courant de 4 A de crête sous 40 kV.

Le thyratron TH 6257 utilisable comme modulateur pour une intensité de 1 500 A de crête sous 10 kV à droite sur la figure ci-desous.



Thyratrons à hydrogène de la Compagnie Française Thomson-Houston

Le magnétron TH 1658 à 3 000 Mc/s délivrant une puissance de 1 MW de crête pour des impulsions de 1 µs et une puissance moyenne de 1 kW.

Les magnétrons de la bande 9 000 Mc/s sont accordables. Le type TH 1 452 C peut délivrer 100 kW et le type TH 1 780 250 kW.

Signalons, enfin le klystron de grande puissance TH 2087 capable de délivrer une puissance de crête de 2 MW pour des impulsions de 5 µs de durée. La puissance moyenne atteint 2 kW et son gain est de 55 dB.

La C.S.F. réunit également dans son important stand une gamme très variée de tubes spéciaux destinés tant aux télécommunications qu'aux usages spéciaux. Il faut noter en particulier :

— La gamme complète des carcinotrons O et M à focalisation magnétique. Ce tube, dernier né dans le domaine des hyperfréquences existe en six types différents pour les carcinotrons O, de 1 000 à 11 000 Mc/s et en deux types de 2 500 à 4 000 Mc/s pour les carcinotrons M. Il en existe également deux récents modèles le CO 1 308 délivrant 5 W de 22 500 à 37 500 Mc/s, et le CO 2012 délivrant 10 W de 15 000 à 23 500 Mc/s.

— Le tube à ondes progressives TPO 920 pour la gamme des télécommunications 3 800 à 4 200 Mc/s, est réalisé également à focalisation magnétique. Beaucoup moins encombrant que l'ancien modèle à focalisation électromagnétique, ne nécessitant pas de refroidissement par air soufflé il procure un gain supérieur à 20 dB au lieu de 16 pour l'ancien.

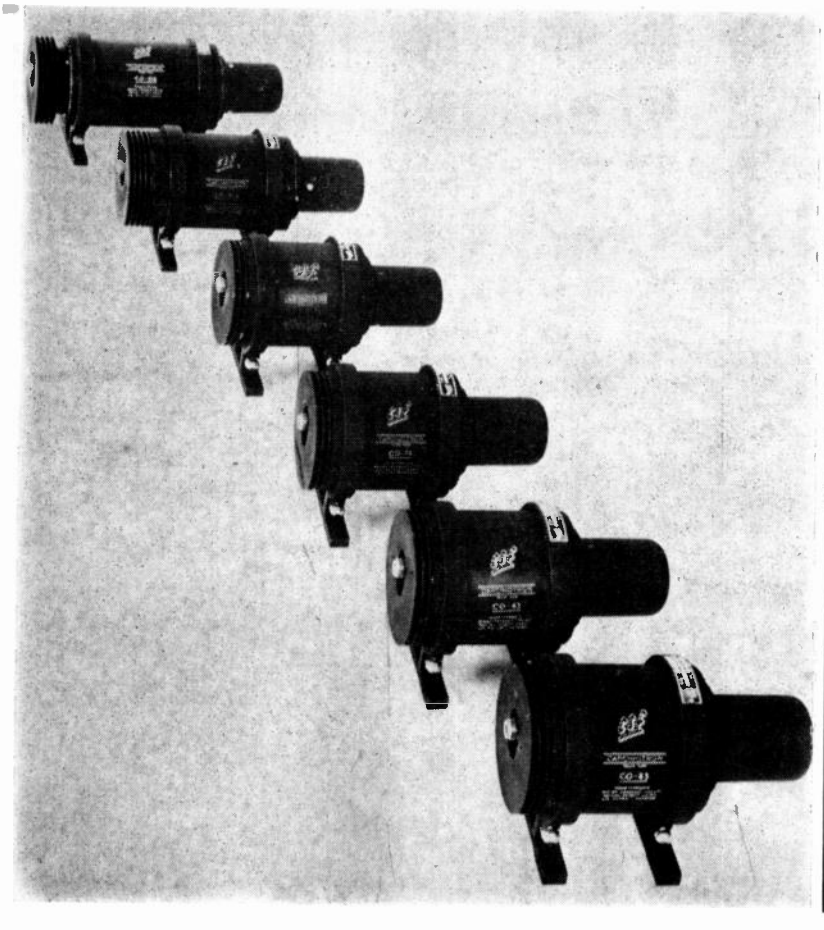
— Dans le domaine de la HF industrielle, citons le tube E1667 à induction délivrant une puissance de 45 kW. Le refroidissement de ce tube ne nécessite qu'un très faible débit d'eau et celle-ci peut être tout simplement l'eau de la distribution urbaine.

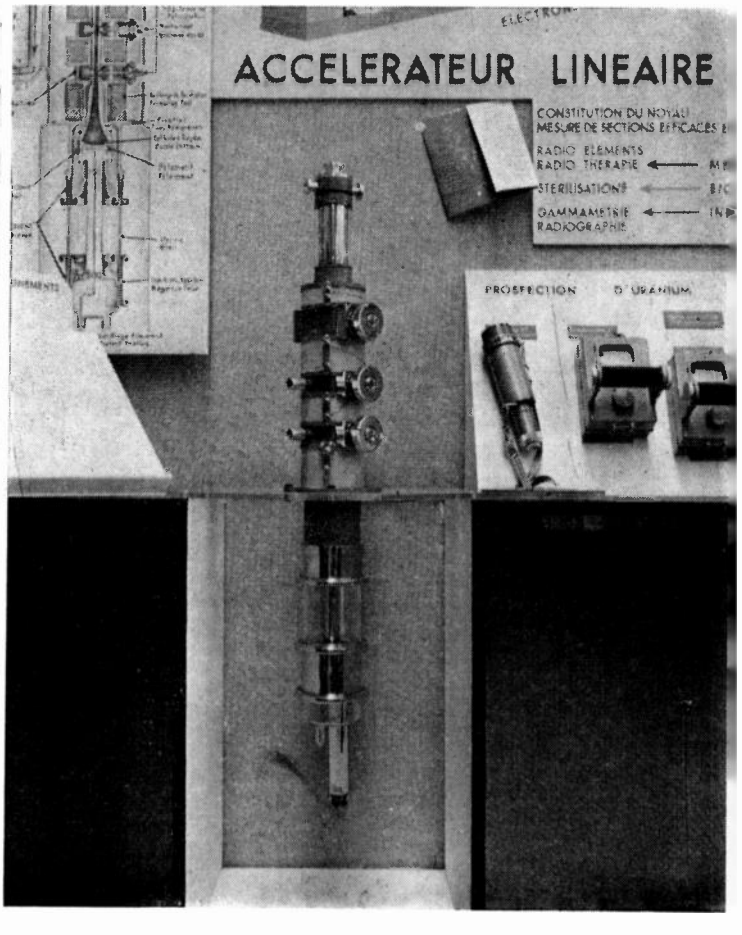
Pour la nucléonique un klystron de 4 MW est présenté, destiné à réaliser des accélérateurs linéaires.

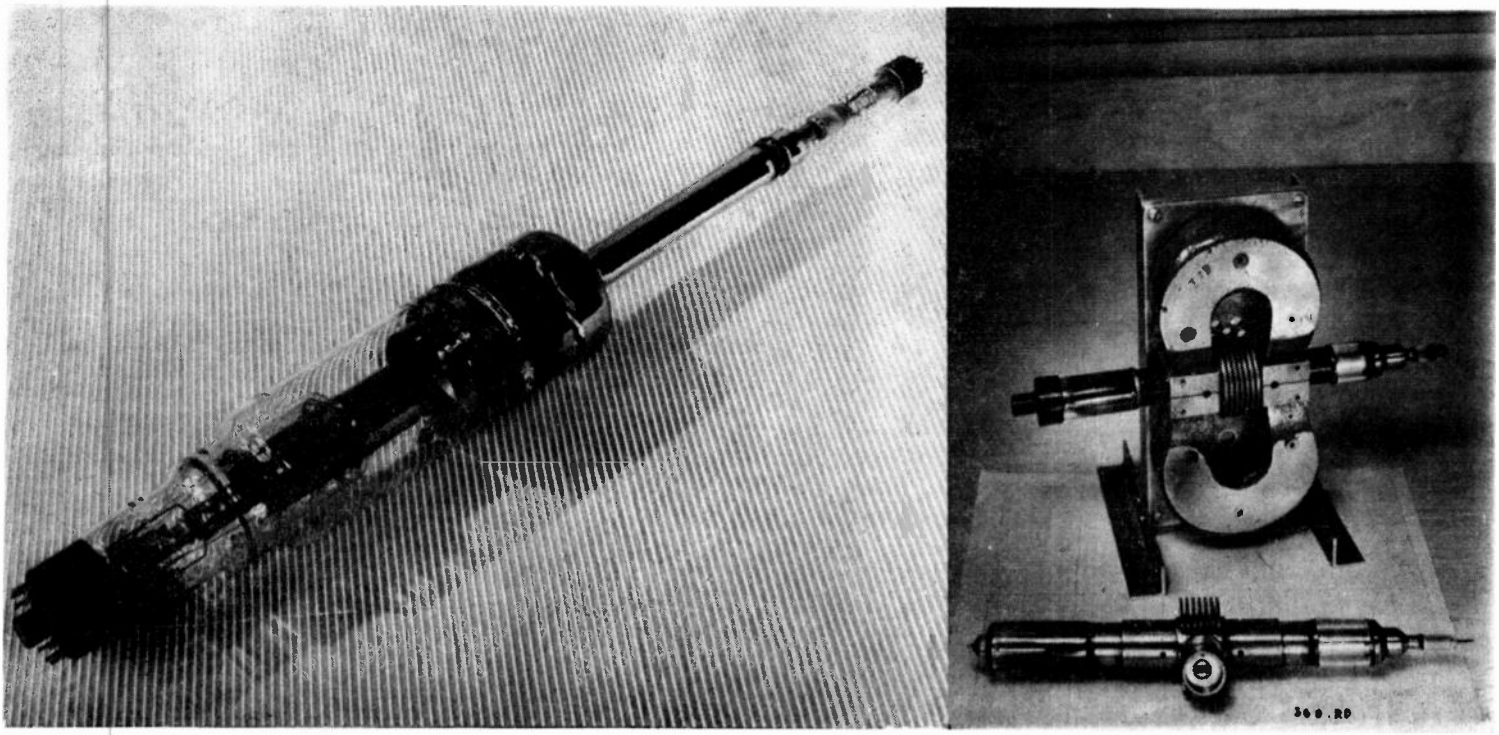
La Radio Industrie présente une gamme étendue de tube et pièces détachées dans la gamme des 35 000 Mc/s.

Parmi les tubes, signalons deux modèles de klystron reflex pour l'utilisation dans le domaine des télécommunications, le KL 2T1 comme klystron hétérodyne, et le KL 2T2 comme klystron modulateur, et 3 modèles de magnétrons pour les applications au radar et délivrant respectivement des

A gauche : La gamme complète des « Carcinotrons O » de la Compagnie Générale de T. S. F.
A droite : Klystron 4 MW pour accélérateur linéaire de la Compagnie Générale de T. S. F







A gauche : Tube à mémoire analyseur, transformateur d'images, type TMA 402 X, utilisé en particulier dans les équipements C. S. F. – S. F. R. permettant la transmission hertzienne à grande distance d'images radar.
A droite : Magnétron MG16T1 de la Radio-Industrie (bande 35 000 Mc/s. puissance de crête 100 kW).

puissances de crête de 15 kW (type MG1 T1) de 40 kW (MG 9 T 1) et 100 kW (type MG 16 T 1). Remarquons que le magnétron MG 16 T1 n'a pas actuellement son équivalent.

V. — **Transistrons.**

Dans le domaine des transistrons, il faut noter l'apparition de transistrons à fonctions H.F., dont les fréquences de coupure sont de quelques mégacycles (10 Mc/s au maximum), et le développement croissant des transistrons de puissance. Plusieurs appareils équipés de transistrons sont présentés par les différents constructeurs, dans un but de démonstration.

C.S.F. : A côté des transistrons basse fréquence TJN 1, TJN 2, TJN 13 et TJN 23 en fabrication depuis plus de deux ans, C.S.F. présente le TJN 100, transistron de puissance (2 watts en air calme), un transistron de moyenne puissance (200 mW) et un transistron H.F. (de fréquence de coupure comprise entre 3 et 5 Mc/s). Tous ces transistrons sont à jonctions du type P N P et fabriqués par alliage.

RADIOTECHNIQUE : La RADIOTECHNIQUE présente une large gamme de transistrons : outre l'OC 70 – OC 71 déjà classiques, l'OC 73 pour applications professionnelles, l'OC 45, transistron H.F. de fréquence de coupure égale à 5 Mc/s, l'OC 72 prévu pour être monté en push-pull, l'OC 76 pour les convertisseurs de tension continue, l'OC 15, transistron de puissance et l'OC 65 – OC 66 dont les dimensions sont extrêmement réduites.

L.C.T. : L.C.T. présente 3 types de transistron au germanium N P N par tirage : le 3604, le 3607, le 3609 dont les fréquences de coupure typiques sont 800 kc/s, 800 kc/s et 1,8 Mc/s.

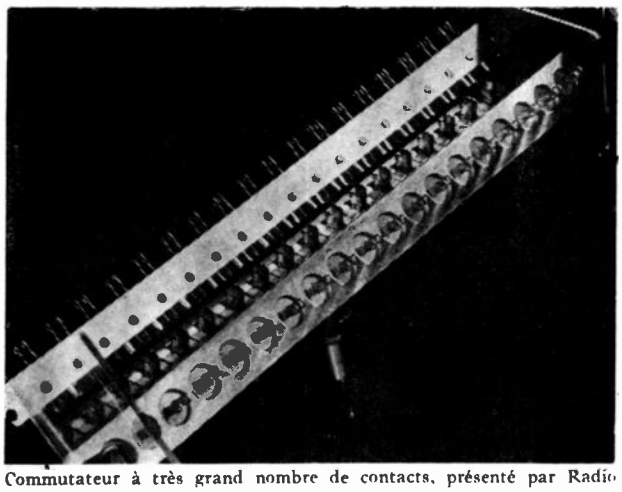
C.F.T.H. : C.F.T.H. présente des transistrons basse fréquence : 2 N 43, 2 N 44, 2 N 45 et des transistrons H.F. par alliage : le 2 N 135, 2 N 136, 2 N 137 de fréquence de coupure typique respectivement égale à 4,5 Mc/s, 6,5 Mc/s et 10 Mc/s.

VI. — **Commutateurs. — Relais. — Moteurs.**

Dans le domaine des commutateurs rotatifs JEANRENAUD va proposer aux utilisateurs le contacteur type SB dont la dimension des galettes correspond à une pièce de 100 Francs. Ce contacteur est livrable de 1 à 12 positions.

RADIO-ELECTRO-SELECTION modifiant la technique du commutateur rotatif dans le cas d'un ensemble de commutation à très grand nombre de contacts, a créé des éléments de contact (élastiques ou rigides) montés sur blocs en stéatite ; avec ce système 288 circuits électriques deviennent possibles sur un même ensemble.

Le relais est un élément très souple de commutation, aussi en voit-on de nombreux : M.T.I améliore d'année en année sa production orientée



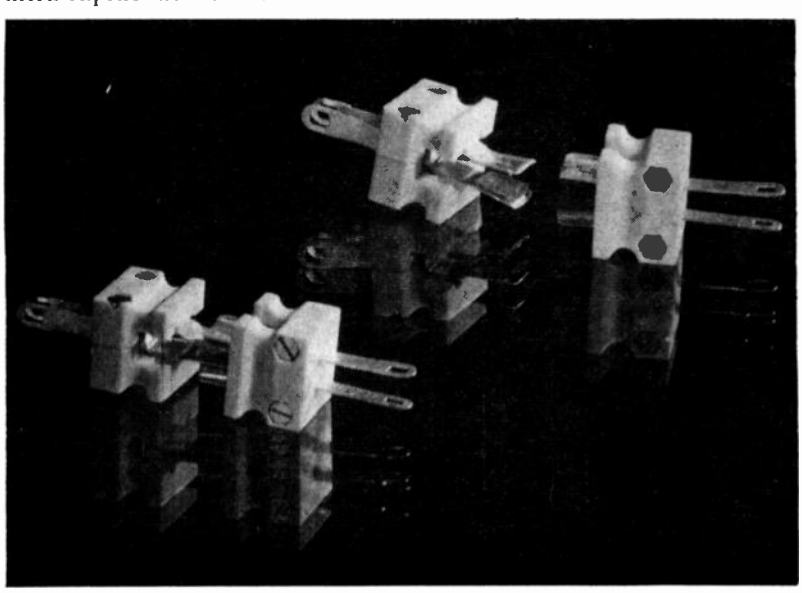
Commutateur à très grand nombre de contacts, présenté par Radio Electro Sélection.

sur la série industrielle. BERNIER a ajouté a sa production le relais type PM miniature étanche à 2 RT. S.I.T.T. a des relais temporisés à courant alternatif ou continu, à contacts de mercure avec des temporisations pouvant varier de 1 secondes à 1 heures, ainsi que des montages de relais à maxi-mini de très grande précision. S.T.P.I. avec le relais type 236 répondant à la milliseconde, a le relais ultra-rapide du salon.

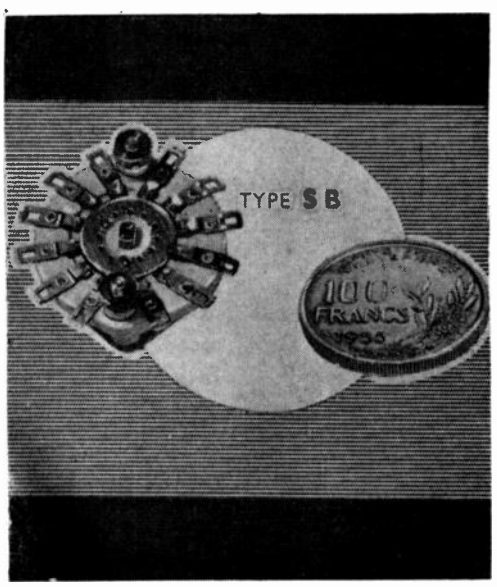
VII. -- **Fils de cablage, Raccordements, Organes de jonction.**

Les fils de câblage sont à peu près tous maintenant sous gaine thermoplastique, celle-ci déjà de très haute qualité, n'a pas subi d'amélioration depuis le dernier salon. La société FILOTEX a réalisé un câble coaxial dont le diélectrique est constitué par du téflon : par rapport aux câbles similaires à diélectrique polyéthylène, il conserve les mêmes caractéristiques pour la transmission, cependant la résistance d'isolement aux hautes températures est améliorée, il est d'une incombustibilité absolue, son inertie chimique est complète et sa tenue en température lui permet une utilisation possible entre -80° C et 250° C.

A l'exclusion de la S.F.R. qui présente sa série complète de fiches et connecteurs coaxiaux, les autres sociétés : METOX, BERNIER, OTTAWA, RADIALL ont toute la gamme des fiches et connecteurs coaxiaux conformes aux spécifications officielles américaines. Cependant OTTAWA a créé des connecteurs coaxiaux miniature et subminiature (brevets et fabrication françaises). D'autre part OTTAWA, BERNIER, RADIALL nous proposent aussi des relais coaxiaux. RADIALL en particulier se signale par son relais sub-miniature (48 × 44 × 37 mm) à impédance caractéristique de 50 ohms, taux d'ondes station-



Eléments de contact du commutateur de Radio Electro Sélection



Galette de commutateur miniature Jeanrenaud

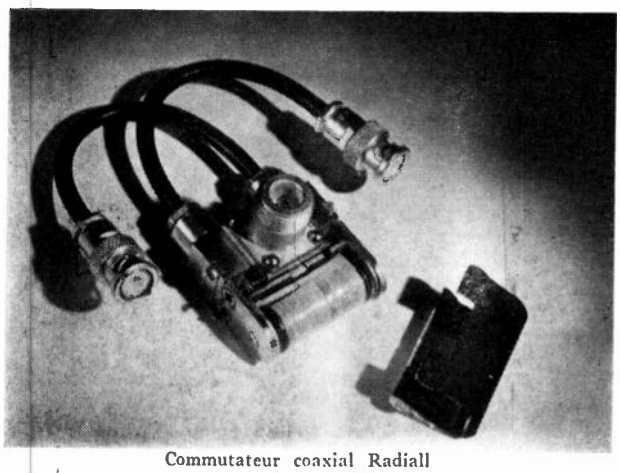
A.C.R.M. tout en perfectionnant ses relais type étanche, miniature et subminiature, a créé le type R.T.T., temporisé de précision et le type T.H.T. pour coupure de circuits à haute tension.

Parmi les relais sensibles, SADIR-CARPENTIER a rendu étanche le relais télégraphique. Cette même société a complété la gamme de ses moteurs d'asservissement diphasés, par un modèle d'encombrement réduit (taille 15) et présente par ailleurs des éléments de commutateur rotatif en circuits imprimés. D'autres maisons : METOX, CAMECA, CROUZET présentent par ailleurs différents types de petits moteurs pour asservissements, contrôle à distance, calculateurs, etc...

naires 1,08 à 400 Mcs et 1,11 à 1 000 Mcs ; puissance d'utilisation 200 watts.

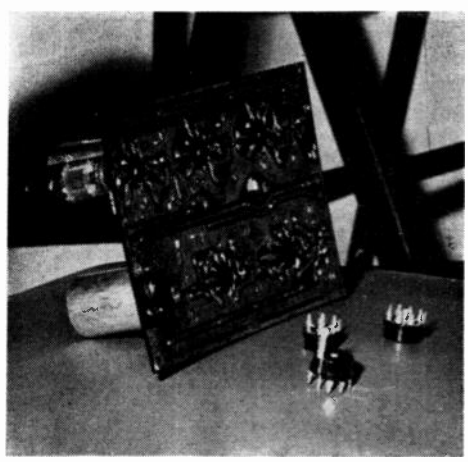
Les traversées étanches de la S.F.R. du type perles de verre voient leur nombre s'augmenter de quelques unités. La C.I.C.E. par contre fait des traversées soudables en pâte coralite et cherche à les adapter à la miniaturisation du matériel. La société E.C.O. représentant de HERMETIC-SEAL donne un aperçu des traversées américaines en verre fritté.

Les besoins de maximum d'accès dans des surfaces de plus en plus réduites ont amené les constructeurs à présenter des prises multibroches de



Commutateur coaxial Radiall

toutes conceptions et de toutes capacités. METOX, SOURIAU, SOCAPEX, BERNIER présentent dans ce domaine des réalisations qui devraient pouvoir satisfaire la plupart des utilisateurs. La qualité des matériaux utilisés pour les fiches et les prises est suivie, ce qui accroît la sécurité du contact et ce qui a sans doute incité SOCAPEX à créer sa famille de fiches monobroches. On commence aussi à se préoccuper des pièces de raccordement pour les circuits imprimés, c'est ainsi que SOCAPEX qui a réalisé, dans son stand un système amplificateur en fonctionnement sur circuits imprimés, présente tout un jeu de connecteurs à contacts dorés pour le montage de ces circuits. Les sociétés TRANSCO et



Elément de circuit imprimé avec support de lampe agrafable M.F.C.M

VISSEAUX (RADIO-BELVU) ont aussi présenté quelques montages en circuits imprimés. Evidemment on ne saurait encore parler de matériel professionnel dans cette spécialité, sachons toutefois que la FIBRE-DIAMOND est susceptible de fournir les produits supports (Dilecto) et que JEANRENAUD et METOX produisent des supports de lampes pour ces systèmes.

Si vous avez des problèmes de suspension souple ou antivibratoire, voyez VIBRACHOC, il a remplacé le caoutchouc, habituellement utilisé par du fil d'acier inoxydable tissé.

Enfin STOPCIRCUIT qui veille sur vos installations, pourra les protéger plus efficacement encore grâce à son système électromagnétique F2 à grande rapidité de fonctionnement.

VIII. — **Appareils de mesure.**

Le salon de la pièce détachée fait une place de plus en plus importante aux appareils de mesure, parmi lesquels on remarque des nouveautés intéressantes.

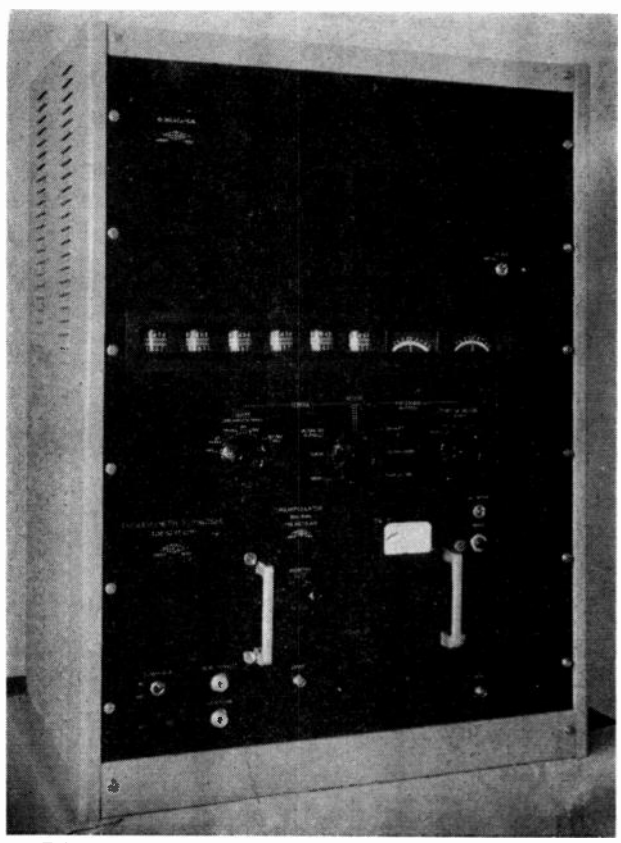
La gamme des appareils C.R.C. s'est enrichie, en particulier :

— d'un générateur de très basse fréquence GB 64 fournissant soit des signaux sinusoïdaux, soit des dents de scie ou des signaux carrés dont les fréquences vont de 0,005 c/s à 500 c/s avec une précision de 1 %.

— d'un oscilloscope à fonctions multiples OC. 410, constitué par un chassis principal et des tiroirs fonctionnels.

Le chassis principal équipé d'un tube de 130 mm, contient la base de temps étalonnée en temps de 10 µs à 1 s, et l'amplificateur horizontal.

Parmi les tiroirs fonctionnels, l'un permet d'observer la bande 0 à 2 Mc/s avec une sensibilité de 10 mV/cm, le second est équipé d'un préamplificateur à grand gain (sensibilité 2 mV/cm) et à coefficient de discrimination élevé, le troisième est constitué par un commutateur électronique à deux voies identiques ayant une bande passante de 0 à 1 Mc/s et une sensibilité de 100 mV/cm.



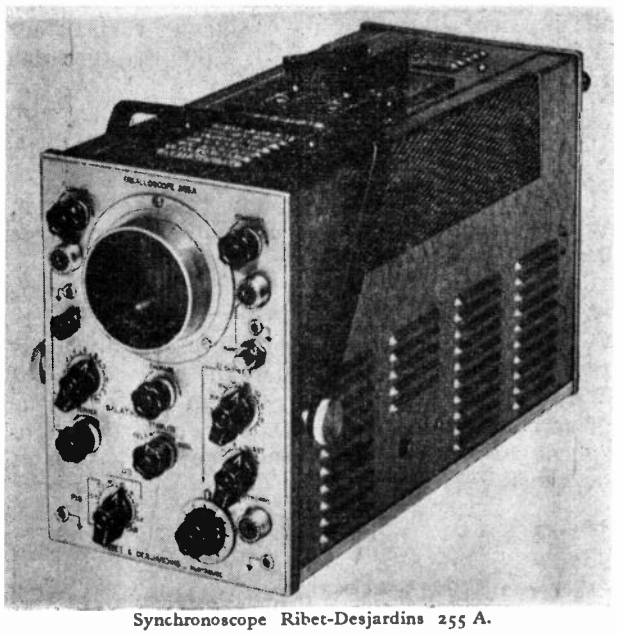
Fréquencemètre Ferisol à décades (Photo Henri Favrault).

Des fréquencemètres à compteurs nous sont proposés par deux Constructeurs « ROCHAR » et « FERISOL ».

ROCHARD présente 4 modèles, spécialisés chacun à une bande de fréquences.

Le modèle FERISOL par contre est utilisable dans la bande 0 à 220 Mc/s, il fonctionne en fréquencemètre directement dans la bande 10 c/s à 10 Mc/s et successivement dans les bandes 10 à 100 Mc/s et 100 à 220 Mc/s, en utilisant des tiroirs auxiliaires contenant des convertisseurs de fréquences, et en périodemètre de 0 à 10 kc/s.

Ces appareils comprennent des échelles décimales en cascade et peuvent afficher huit chiffres significatifs.



Synchronoscope Ribet-Desjardins 255 A.

Parmi les appareils nouveaux exposés par la Société RIBET-DESJARDINS, remarquons le synchronoscope portatif 255 A, qui a dans un encombrement réduit, des performances élevées. Le balayage peut être déclenché ou relaxé, avec une vitesse de balayage comprise entre 0,3 µs/cm et 10 ms/cm. L'amplificateur vertical a une bande de 0 à 4 M/cs avec un temps de montée de 0,12 µs et une sensibilité de 150 mV par cm.

***

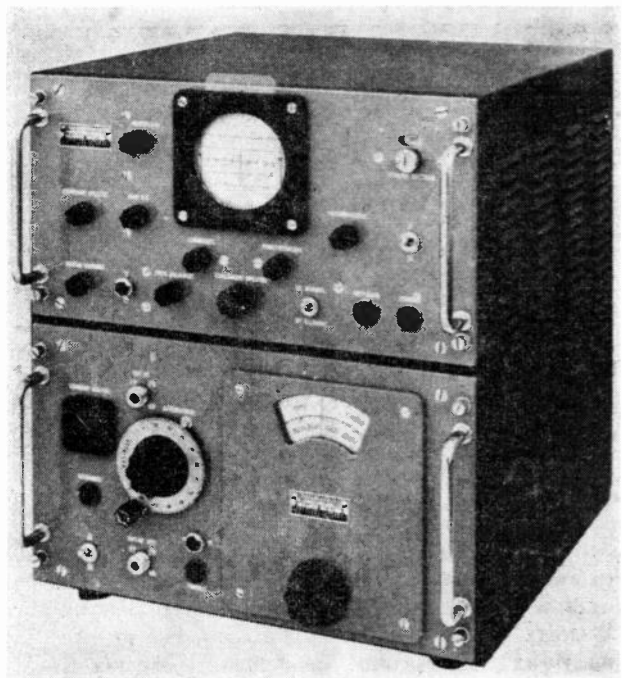
Examinons maintenant les appareils spécialement destinés aux mesures en hyperfréquences.

Les laboratoires DERVEAUX présentent une gamme étendue d'appareils et d'organes correspondant aux diverses bandes hyperfréquences.

On remarque en particulier :

— un banc complet de mesure à 8 mm.

— un analyseur de spectre universel (type 469) couvrant la bande de fréquences 900 à 20 000 Mc/s par changement de tiroir HF. Le balayage de fréquences, l'excursion pouvant être comprise entre



Analyseur de spectre des Laboratoires R. Derveaux (type 469).

500 kc/s et 25 Mc/s, est obtenu dans le tiroir moyenne fréquence qui contient également l'oscilloscope.

— des atténuateurs pour les gammes 3 et 8 cm, utilisant une lame graphitée tournant autour de l'axe d'une section de guide circulaire insérée entre deux tronçons de guide rectangulaire.

La Société FERISOL a complété sa gamme déjà étendue d'appareils de mesure pour un ensemble complet d'appareils et d'accessoires dans la gamme 70 à 4 300 Mc/s, certains étant d'ailleurs utilisables en deçà et au delà de cette bande.

Les oscillateurs de la série OS permettent de constituer des sources dans tous les cas où l'emploi d'un générateur étalonné, beaucoup plus encombrant et coûteux n'est pas nécessaire. Leur puissance de sortie de 50 mW les rend particulièrement intéressants, notamment pour les études d'antennes.

Ces oscillateurs couvrent respectivement les bandes :

70 à 500 Mc/s	pour le type	OS 101
250 à 900 Mc/s	»	»	OS 201
800 à 2100 Mc/s	»	»	OS 301
2000 à 4300 Mc/s	»	»	OS 401

Ces appareils peuvent être modulés extérieurement soit par un signal sinusoïdal soit par des impulsions pour les deux premiers types, soit en fréquence soit par des impulsions pour les deux autres types.

Ces appareils ne comportent pas d'alimentations incorporées, mais deux types d'alimentations stabilisées sont proposées. L'une permet d'alimenter l'un quelconque des oscillateurs OS 101 ou OS 201. L'autre correspond aux oscillateurs OS 301 ou OS 401.

La ligne de mesure V 101 du type à plans parallèles d'impédance 50 Ω est utilisable dans la bande 500 à 4 000 Mc/s (TOS résiduel = 1,04) avec l'indicateur de taux d'ondes stationnaires type AG 101. Cet

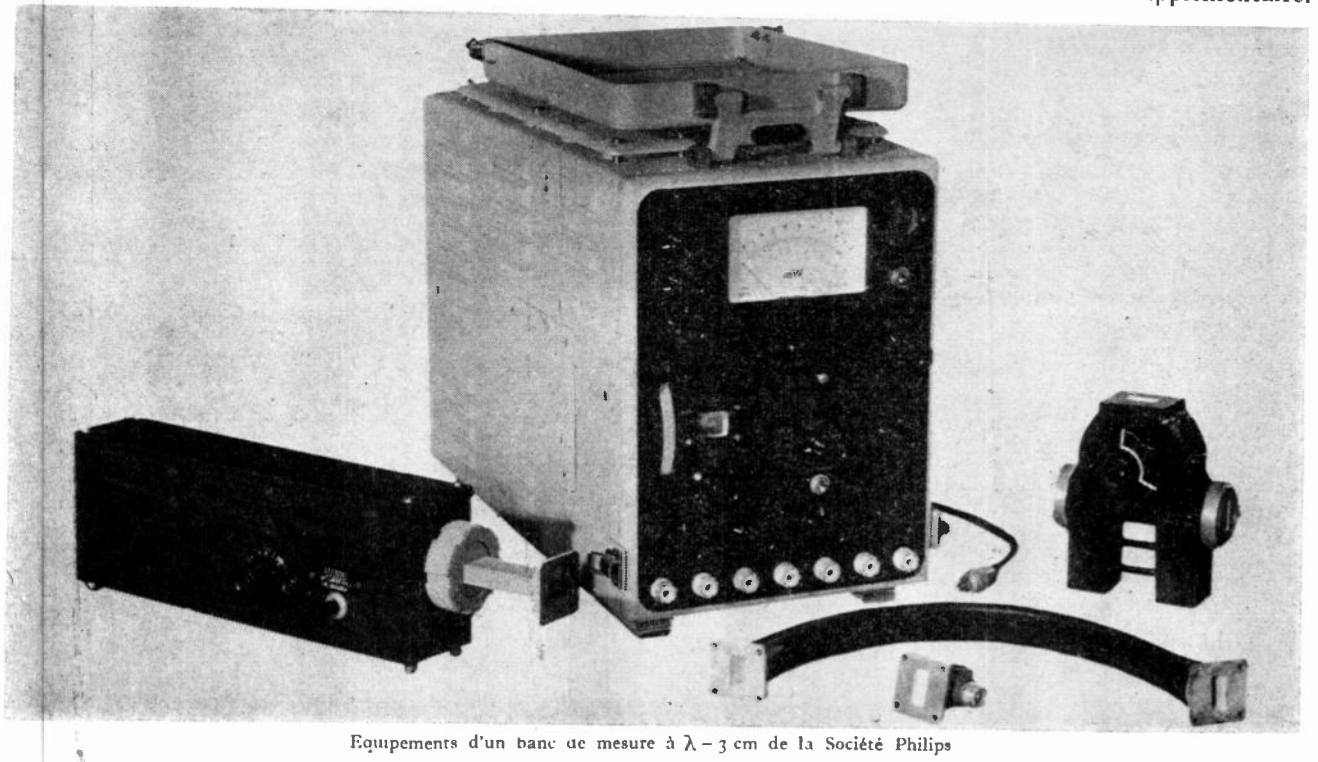
appareil est un voltmètre amplificateur très sensible gradué directement en TOS, et en dB, et comporte une échelle étalée pour les taux d'ondes stationnaires compris entre 1 et 1,3.

Le Wattmètre hyperfréquence NA 101 permet la mesure directe des puissances de 0,1 à 10 mW. En utilisant la monture coaxiale S102, on couvre la gamme 500 à 10 000 Mc/s.

Remarquons également dans le domaine de l'appareillage usuel, l'alimentation stabilisée CF 201 dérivée du type CF 101, qui peut débiter 100 mA pour une tension variable de 30 à 300 V. La tension de chauffage alternative de 6,3 V peut débiter 5 A. Cet appareil est réalisé sous un faible encombrement.

Avant de quitter le domaine des appareils de mesure, il faut noter que deux constructeurs de galvanomètres, BRION-LEROUX et PEKLY, proposent des systèmes de suspensions du cadre mobile par deux lames, sous tension mécanique.

Ces lames sont constituées par un matériau à haute tenacité (supérieure à celle de l'acier), amagnétique et absolument incorrodable dont les dimensions se définissent en microns. Deux faux pivots intérieurs assurent une sécurité antichoc supplémentaire.



Equipements d'un banc de mesure à $\lambda = 3$ cm de la Société Philips

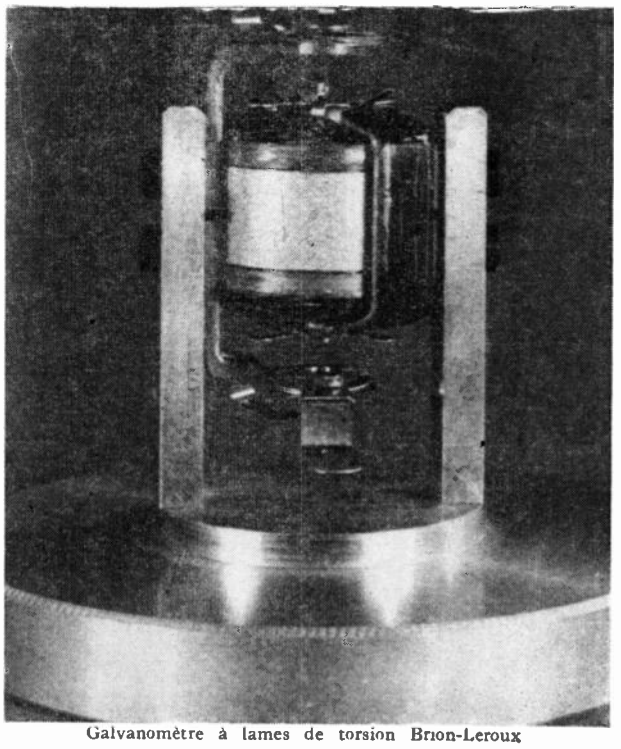
La Société PHILIPS présente un banc complet de mesures à $\lambda = 3$ cm. On y remarque en particulier :

un élément de guide unidirectionnel où une pièce de ferroxcube est soumise au champ d'un aimant en ferroxdure. L'atténuation dans le sens direct est inférieure à 1 dB et supérieure à 20 dB dans le sens inverse.

— un ondemètre à lecture directe de la fréquence sur une échelle linéaire.

— une ligne de mesure dont la réalisation mécanique très précise permet de mesurer des TOS à partir de 1,005.

Ce banc à 3 cm est complété par un équipement de mesure type SG M 122/00 particulièrement bien adapté au contrôle des installations de Radar et permettant d'effectuer les mesures suivantes : puissance, fréquence, facteur de bruit. Il permet aussi de régler la partie HF d'un équipement de radar, et en combinaison avec l'oscilloscope type SG M 120 (GM 5660) il permet l'étude du spectre de l'impulsion, de l'enveloppe HF de l'impulsion de la bande passante moyenne fréquence.



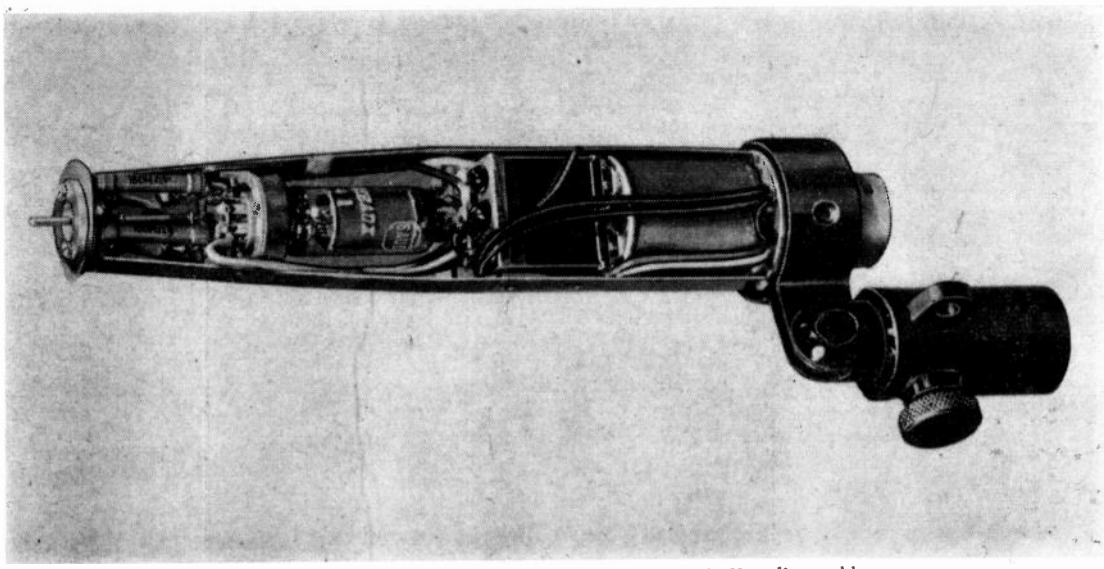
Galvanomètre à lames de torsion Brion-Leroux

Dans le domaine de l'acoustique, signalons deux réalisations de microphones électrostatiques à haute fidélité, et à préamplificateur incorporé :

Ce sont respectivement, le modèle 515 C présenté par MELODIUM et le modèle EL 6040 de la Société PHILIPS.

Ces appareils de faible encombrement assurent, en même temps un très bon rapport signal/bruit, une haute fidélité et un effet directif uniforme dans toute la gamme des fréquences 40 à 20 000 c/s.

La Société AUDAX présente un haut-parleur elliptique exponentiel de grandes dimensions (21 × 32), ainsi que des cellules électrostatiques pour assurer la reproduction des sons de fréquences élevées. Le modèle 5 x en particulier procure un angle d'ouverture du rayon sonore, très important (135°).



Microphone électrostatique de la société Melodium (type 515 C). Vue d'ensemble et coupe

VIE DE LA SOCIÉTÉ

ASSEMBLÉE GÉNÉRALE DU 28 JANVIER 1956

La séance est ouverte à 17 h. à l'Amphithéâtre de Physique de la Sorbonne, sous la présidence de M. H. PARODI.

Rapport Moral

présenté par M. J. MATRAS
Secrétaire Général

Mes Chers Collègues,

L'accroissement régulier du nombre des membres de notre Société est une preuve indiscutable de sa vitalité et de l'intérêt que présentent pour tous les techniciens de l'Electronique les manifestations qu'elle organise : en 1955, nous avons eu encore 300 nouvelles inscriptions, ce qui porte à plus de 2 500 le nombre de nos adhérents.

Cette importante augmentation d'effectifs n'a pas été sans compliquer le mécanisme des tâches administratives dévolues à notre Secrétariat : pour en rendre le fonctionnement plus efficient, nous vous proposons d'adopter une modification aux Statuts, prévoyant la création de deux Secrétaires Généraux adjoints qui seraient chargés de seconder le Secrétaire Général et pourraient le remplacer valablement en cas d'absence prolongée ; les noms du Colonel FLAMBARD et de M. LIBOIS pour remplir ces fonctions sont proposés à vos suffrages ; ils sont trop connus des membres de la Société pour que j'insiste sur les services éminents qu'ils nous ont déjà rendus et sur ceux qu'ils vont nous rendre à ces nouveaux postes ; je suis persuadé d'être votre interprète en les remerciant chaleureusement de cette nouvelle preuve de dévouement qu'ils viennent de donner en acceptant d'y être portés.

En ce qui concerne notre Secrétariat permanent, il a été étoffé dès le début de l'année : il m'est, à cette occasion tout particulièrement agréable de rendre un spécial hommage à la plus dévouée, la plus intelligente et la plus active des collaboratrices qu'est Mlle MAILLOCHON : sa modestie ne nous permet malheureusement pas de lui manifester notre reconnaissance comme elle le mérite. Mais la Société se devait de lui exprimer par ma bouche la gratitude que nous lui devons, après trente ans écoulés d'incomparables services : notre vœu est qu'elle continue à nous en rendre encore pendant longtemps.

Tous ces efforts convergents paraissent avoir porté leurs fruits. L'Onde Electrique, a battu une nouvelle fois ses records de longueur, près de 1 200 pages dans l'année : ce ne serait pas grand'chose si la qualité des articles ne s'y révélait tout à fait brillante. Vous avez pu en apprécier la variété symbolisée par l'alternance des numéros à caractère plutôt scientifique (numéros consacrés aux Comptes-rendu du colloque AMPERE et à l'Assemblée générale de l'U.R.S.I.) et des numéros à caractère très pratique comme ceux consacrés à la Télévision en couleurs et à l'Electronique appliquée. J'en veux séparer celui qui traita de la pièce détachée professionnelle, lequel a été envoyé à un nombre considérable d'organismes étrangers et ceux sur l'Energie nucléaire particulièrement d'actualité après la Conférence de Genève. En remerciant tous les auteurs d'article qui vous ont, j'en suis sûr, vivement intéressés, j'accorderai une mention spéciale à M. SURDIN, grâce à qui les numéros sur l'énergie atomique ont pu être si brillamment réalisés. Cette question de l'énergie atomique a été, n'était-ce pas naturel, au centre de nos préoccupations, cette année : il nous est apparu en effet, que les problèmes d'électronique jouaient dans cette jeune technique, un rôle de tout premier plan. D'où l'idée de créer une section d'étude consacrée à l'Electronique nucléaire et confiée à M. SURDIN déjà nommé : nous sommes sûrs que sous sa sympathique direction, elle manifestera une grande activité.

Nous avons créé également en 1955 une section chargée d'étudier les problèmes de formation du personnel technique, question qui comme vous ne l'ignorez pas, est non seulement en France mais dans tous les pays d'une brûlante actualité. M. BEURTHERET qui en a la charge, nous fera bénéficier des nombreuses idées intéressantes qu'il a sur la question.

Nous aurions souhaité inaugurer en 1955 notre nouveau groupe de Marseille : malheureusement, son démarrage a été retardé par une grave maladie qui a frappé son président et créateur, le Commandant P. DESTRAY à qui nous adressons nos vœux de rétablissement et nos remerciements pour les efforts qu'il a accomplis en collaboration avec M. GIRAUD, Ingénieur de la R.T.F. à Marseille.

Mon exposé est déjà long et je devrais vous parler encore de beaucoup d'autres questions : conférences en Sorbonne et en Sections, visite de l'usine C.F.T.H. de Gennevilliers, participation de la Société à des congrès, colloques, journées d'études, etc..., tenus à Bruxelles, à Liège, à Groningen, à Marseille, à Grenoble ; préparation de colloques ou de congrès sur les tubes UHF, sur l'automation, sur les servo-mécanismes, etc...

Je me contente de signaler plus explicitement : d'une part, l'organisation conjointe avec nos aimables confrères Mécaniciens de Journées communes visant à mettre en évidence les actions et réactions de plus en plus nombreuses qui rendent les développements de l'Electronique et de la Mécanique de plus en plus solidaires ; d'autre part, l'organisation à Paris d'une confrontation internationale des Sociétés de Radioélectriciens ; y ont participé nos collègues allemands, belges, hollandais et italiens : ce n'est encore qu'un tout petit début, un germe jeté en terre, qui s'épanouira peut-être lentement, mais d'une façon très certaine, aussi inéluctablement que s'épanouit l'universalité des sciences et des techniques.

Il me reste à remercier en votre nom les membres sortants du Bureau et du Conseil, M. le Président PARODI, M. le Vice-Président FROMY, notre Secrétaire-rédacteur-compositeur-auteur de la Vie de la Société M. CHARLET. Une mention spéciale à notre collègue belge M. MARIQUE avec qui notre Société entretient les plus étroits rapports d'amitié.

J'ai la chance de n'avoir pas à citer le nom de M. CABESSA, trésorier sortant, puisque répondant à notre pressant appel, il a bien voulu accepter que nous vous proposions de renouveler son mandat.

Nous sommes heureux cette année de présenter à vos suffrages une longue liste de noms ; reprenant une tradition ancienne que justifie notre développement actuel, nous vous proposons d'élire :

Président d'honneur, l'illustre savant Louis de BROGLIE qui, malgré ses lourdes tâches, a accepté de diriger effectivement notre Société, il y a quelques années ;

Membres d'honneur : Sir Edward APPLETON, le grand physicien anglais, ancien président de l'Union Radio-Scientifique Internationale ;

Ainsi que MM. DARMOIS, DUPOUY, JOLIOT-CURIE, LEPRINCE-RINGUET et Francis PERRIN, qui sont tous membres de l'Institut et dont la renommée a depuis longtemps franchi nos frontières.

Notre Société se devait de marquer en quelle estime elle tient les grands savants qui honorent notre pays et l'humanité toute entière.

Je n'aurai garde d'oublier, dans la liste des personnalités proposées à vos suffrages le grand industriel français AUBERT, que nous voudrions voir présider la Société en 1957 et le radio-astronome de réputation mondiale LAFFINEUR — tous deux bien connus de vous.

Voilà, je pense, une belle équipe qui, sous la direction de l'Ingénieur général RIGAL — et avec la collaboration enthousiaste et combien efficace des jeunes secrétaires auxquels nous vous demandons de joindre M. GAUSSOT — donnera certainement au travail du Bureau, une nouvelle impulsion.

Et comme l'action ne se situe ni dans le passé, ni même dans le présent, je pense être votre interprète à tous en formulant le vœu que, dans un an, à la même époque, vous soit présenté un bilan encore et toujours amélioré.

Rapport du Trésorier

présenté par M.R. CABESSA

pour la période du 1er Janvier 1955 au 31 Décembre 1955

En caisse au 31 décembre 1954		2 396 401
se décomposant en :	Chèques-Postaux	473 134
	Banque	1 856 663
	Espèces	66 604

RECETTES 1955

1° Cotisations	4 458 130
2° Cotisations libérées	112 000
3° Subventions du CNRS	50 000
4° Visites et dîners organisés	48 967
5° Remboursements de services	269 631
6° Intérêts du portefeuille	61 637
	5 000 365

DÉPENSES 1955

1° Frais de Secrétariat	2 263 127
2° Frais de Réunion	551 332
3° Groupes de province	50 000
4° Visites, dîners et Congrès organisés	432 949
5° Services rendus	201 436
6° Achat de titres (Certif. d'Invest.)	1 000 250
7° Frais de Rédaction et expédition d'O.E.	884 165
8° Médailles et Prix	238 316
9° Achat de matériel	169 160
	5 790 735

Si on fait abstraction du 1 000 000 d'achat de Certificats d'Investissements effectué en 1955, le compte 1955 se traduit par un excédent de Recettes de 209 630 F.

En Caisse au 31 décembre 1955		1 605 911
se décomposant en :	Chèques-Postaux	282 927
	Banque	1 268 282
	Espèces	54 702

Bilan de la Société des Radioélectriciens au 31 décembre 1955

ACTIF

Frais de constitution	1
Emprunt 5 % 1920-1950	106 700
Emprunt 3,5 % 1952	115 300
Bons du Trésor 1953	1 000 000
Certificats d'investissement	1 000 000
Compte Banque	1 268 282
Compte Caisse	54 702
Compte Chèques Postaux	282 927
	3 827 912

PASSIF

Réserves statutaires	1 520 000
Provisions pour fournisseurs	210 000
Report à nouveau	2 097 912
	3 827 912

N.B. — La valeur indiquée au Portefeuille tient compte des cours de bourse au 13 décembre 1954.

Compte-rendu des Commissaires aux Comptes

présenté par MM. CHAVASSE, DANZIN, DOCKÈS

Mesdames, Messieurs,

Conformément aux décisions de l'Assemblée Générale du 22 janvier 1955, nous avons examiné les écritures comptables relatives à la Vie de votre Société, pour l'exercice qui s'était terminé au 31 décembre 1955.

Les Comptes font ressortir un accroissement de dépenses effectives de l'ordre de 800 000 F par rapport à l'exercice précédent qui traduit, en fait, l'augmentation d'activité de votre Société et tient compte, pour une forte part, des frais imputables à l'amélioration du service de l'Onde Electrique. En regard, apparaît une augmentation des recettes de 450 000 F provenant principalement de l'accroissement du nombre des cotisations. L'exercice, cependant, est légèrement bénéficiaire.

Nous avons constaté que les placements en fonds d'Etat conseillés par les Commissaires aux Comptes, pour l'exercice 1954, ont bien été effectués suivant les prévisions du dernier rapport.

Les écritures qui ont été soumises à notre examen nous ont paru tenues avec toute la clarté et le soin désirables. Nous vous proposons en conséquence d'approuver les comptes qui vous sont présentés.

Nous désirons remercier tout particulièrement M. MATRAS, Secrétaire Général et M. CABESSA, Trésorier, de toutes les facilités qu'ils nous ont données pour exercer notre mandat. Nous y joignons nos félicitations pour leur excellente gestion.

ALLOCUTION DE M. H. PARODI

Président sortant

Mes chers Collègues,

J'ai été très heureux de prendre contact pendant l'année qui vient de s'écouler avec les industries radioélectriques et d'avoir pu me rendre directement compte des résultats que permet d'obtenir une organisation systématique des services d'études et de recherches scientifiques et techniques.

Grâce au développement donné à nos laboratoires, nos industries radioélectriques sont spécifiquement françaises et la virtuosité atteinte, plus particulièrement dans le domaine du matériel

électronique professionnel, a permis de réaliser des appareils de classe internationale de qualité équivalente, sinon supérieure à celle des pays les plus évolués dans ce sens.

Les liaisons hertziennes réalisées par des Sociétés françaises au Brésil, en République Argentine, au Mexique, en Grèce, en Italie, en Hollande, en Angleterre même, affirment cette vitalité de la technique française qui s'étend d'ailleurs à beaucoup d'autres domaines depuis les équipements de télévision et les radars de surveillance et d'atterrissage jusqu'aux émetteurs de radio et aux calculateurs de tir.

J'ai été particulièrement frappé par l'opposition des tendances des techniques électriques et électroniques : dans les unes l'économie, la sécurité, la « reliabilité », comme disent les Américains, sont recherchées dans la réalisation du « Colossal » (groupes turboalternateur de 250 000 kW et plus), tandis que dans les autres le progrès est orienté vers la réalisation d'appareils de plus en plus petits tendant vers les dimensions microscopiques des cellules vivantes.

Je souhaite vivement que l'exemple donné par les industries radioélectriques soit suivi par les autres industries électriques françaises qui ont devant elles un champ immense d'applications, du fait du développement de plus en plus pressant de l'automatisme.

L'union étroite des mécaniciens et des électriciens qui a déjà accompli tant de miracles dans les industries des transports, doit réaliser des prodiges analogues dans toutes les autres industries humaines.

Il me reste, mes chers Collègues, avant de passer la Présidence à Monsieur Roger RIGAL de vous rappeler les traits essentiels de sa carrière.

Entré à l'Ecole Polytechnique en 1925, RIGAL en est sorti Ingénieur des P.T.T. Il a été successivement Ingénieur à la Direction des Services Radioélectriques des PTT, membre du Comité de Coordination des Télécommunications Impériales. Il s'est surtout intéressé aux questions d'enseignement et après avoir professé pendant plusieurs années à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, il a été nommé Directeur des études à cette Ecole comme Ingénieur Général. Il professe également la Radioélectricité à l'Ecole Supérieure d'Electricité et à l'Ecole des Fabrications d'armement. Roger RIGAL est l'auteur de nombreux ouvrages parmi lesquels je citerai « Les hyperfréquences ». Dans la préface de ce livre Louis de BROGLIE fait ressortir les difficultés spéciales que présente l'étude des hyperfréquences et des guides d'ondes et il souligne l'heureux emploi que Monsieur RIGAL a su faire de méthodes approximatives.

Monsieur RIGAL a été Secrétaire Général de notre Société de 1945 à 1950 et il a su lui redonner l'accélération que les événements politiques avaient diminuée.

Pendant ces cinq années le nombre des membres de notre Société a à peu près doublé.

La marche ascendante de notre groupement sera assuré par un homme qui a su déjà prouver qu'il était aussi bon technicien qu'excellent administrateur.

ALLOCUTION DE M. R. RIGAL

Président pour 1956

Mes chers Collègues,

Quand vous m'avez désigné, il y a un an, pour être le 31e Président de notre Société je me suis rendu compte, je crois, de l'honneur que vous me faisiez. Si cependant je ne l'avais pas alors mesuré exactement, je devrais bien obligatoirement le faire aujourd'hui, en recevant mes pouvoirs des mains de Monsieur PARODI, Membre de l'Académie des Sciences, qui a bien voulu, pendant une année, nous faire bénéficier de l'autorité et du prestige que lui confèrent ses travaux et son nom. Nous espérons que Monsieur PARODI voudra bien continuer à s'intéresser à nos activités ; je dois lui dire que les paroles trop indulgentes qu'il vient de prononcer à mon sujet me remplissent de confusion.

Mais les honneurs sont souvent accompagnés d'un cortège de craintes. Et au moment de prendre les fonctions que vous m'avez confiées, je me pose, un peu tardivement, penserez-vous, la question de savoir ce qu'est la Radioélectricité pour les Radioélectriciens.

S'il s'agit simplement du domaine classique d'application des vibrations correspondant à des longueurs d'onde allant de quelques millimètres à un certain nombre de milliers de mètres, c'est-à-dire, en fait, de l'électromagnétisme à l'échelle humaine, la réponse est assez rassurante mais le sentiment de sécurité qu'elle peut engendrer est trompeur.

Les Radioélectriciens, en effet, entraînés par les Radioastronomes, pointent leurs aériens vers la Galaxie, acceptant pour quelque temps encore d'y compter les distances en années-lumière et non en années-radioélectricité.

D'un autre côté, attirés par le bruit, sans doute celui de leurs tubes ou de leurs résistances, ils se précipitent, avec une accélération digne de particules, vers le discontinu, à la découverte de l'atome.

A les voir ainsi, face, eux aussi, aux deux infinis, on pourrait craindre qu'ils ne soient soumis à tous les vertiges ; ils sont, au contraire, prêts à toutes les audaces, et sur les traces de leur insinuant protégé l'électron, ils pénètrent dans des domaines toujours plus nombreux et toujours plus étendus.

Dans ces conditions, mes chers collègues, prendre la Présidence de notre Société, n'est-ce pas un peu, si vous permettez la comparaison, donner sa participation à l'un de ces Réveillons-surprise, à la mode depuis quelque temps, paraît-il, et dont on ne connaît au départ, ni le lieu, ni le menu.

Pour qui n'ignore pas ses limites, ce serait effectivement une entreprise hasardeuse, à abandonner à de plus compétents... ou à de plus audacieux, si l'on ne connaissait les organisateurs du voyage, la précision de leur méthode et la sûreté de leur conduite.

Il s'agit de Monsieur MATRAS, nôtre très aimable Secrétaire Général, qui, par une efficace sollicitude écarte de notre Société les maladies de croissance qui la guettent. Il est l'animateur d'une équipe agissante de jeunes secrétaires.

Il s'agit de Monsieur CABESSA, notre trésorier depuis 10 ans. A une époque où l'on ne parlait pas encore de transistrons, Monsieur CABESSA, déjà, jouant plus volontiers le rôle de collecteur que celui d'émetteur, donnait à nos finances une base solide.

Il s'agit de Monsieur ABADIE et de Monsieur LIBOIS, Président et Secrétaire du comité de rédaction de l'Onde Electrique auxquels nous devons une revue remarquable par sa qualité, et aussi, si l'on pense à certains numéros spéciaux par sa quantité.

Nombreux, d'autre part, sont ceux, anciens Présidents, anciens secrétaires généraux, ou Présidents de nos sections d'études, auprès desquels, toutes les fois que cela est nécessaire, il est trouvé aide ou conseil. Nous devons en particulier toute notre gratitude à Monsieur PICAULT et à Monsieur WARNECKE, dont les efforts doivent permettre aux congrès ou autres colloques auxquels notre Société doit participer en 1956 d'être parfaitement réussis.

Je dois dire ici ma reconnaissance personnelle à M. PICAULT qui, d'une main ferme mais sure a guidé mes premiers pas dans une voie qui, comme bien d'autres, a changé de nom, celle de la Télégraphie sans Fil.

J'ai parlé tout à l'heure de l'Onde Electrique. Je voudrais dire que parmi les manifestations toujours plus diverses d'une activité toujours plus étendue, une large diffusion de l'Onde Electrique, suivant une idée chère à notre Secrétaire Général, est l'un des plus grand services que puisse rendre notre Société, en faisant ainsi connaître les possibilités et les réalisations de la technique française.

Les initiatives particulières sont en effet indispensables dans ce domaine.

Peut-on, sans passer pour un béotien, trouver abusive la tendance que ne contrarient vraiment, ni les services officiels, ni les moyens publics d'information, et qui met au premier plan, presque exclusif, de l'intérêt intérieur et de l'influence extérieure les réalisations artistiques françaises. On oublie sans doute que pour que les arts puissent s'épanouir et prospérer il faut que des conditions préalables d'aisance et de richesse aient été créées ; et cette création aujourd'hui ne peut être que technique.

Il ne s'agit évidemment pas d'établir une hiérarchie qui n'aurait aucun sens. Demander, sur un plan national, si l'on doit donner

plus d'importance à la science et à la technique qu'aux arts revient à proposer de faire un choix entre le pommier et les pommes.

Mais, mes chers collègues, je vous ai fait part, tout à l'heure de mes craintes, et voilà que je m'engage dans un trop long discours, un peu à la manière d'un voyageur inquiet qui, pénétrant dans une forêt obscure, siffle pour écarter le danger.

Je vais donc en rester là et puisque je vous ai parlé de pommier, en vous proposant d'écouter notre conférencier d'aujourd'hui, je vais vous dire « Cultivons notre verger ».

COMMUNICATION de M. Ch. DUFOUR

« Tubes Cathodiques à Mémoire Electrostatique et leurs applications »

Le conférencier étudie d'abord la classification des tubes à image en fonction des transformations qu'ils effectuent : tubes image-image, tubes signaux-image, tubes image-signaux et tubes signaux-signaux. Il développe ensuite le principe élémentaire du fonctionnement de ces tubes consistant à charger successivement chaque condensateur d'une batterie par un commutateur de charge auquel est appliqué le signal électrique (fonction inscription) et inversement à décharger ensuite successivement chaque condensateur par le commutateur auquel est appliqué le circuit d'utilisation (fonction lecture).

Ces fonctions inscription et lecture peuvent s'effectuer de plusieurs manières, selon l'impédance grande ou petite du circuit de charge ou de décharge, la charge initiale des condensateurs, etc.., et la combinaison de ces divers systèmes permet d'obtenir un grand nombre de réalisations possibles.

Dans les tubes analyseurs à mémoire, les condensateurs sont disposés sur une cible et le commutateur est constitué par un pinceau d'électrons.

Les lois de l'émission secondaire modifient sensiblement le fonctionnement tel qu'il est présenté ci-dessus.

Le coefficient d'émission secondaire qui varie en fonction de l'énergie mise en jeu permet de distinguer quatre zones de fonctionnement possible permettant un grand nombre de combinaisons, dont seules quelques-unes ont été retenues industriellement. Les tubes à mémoire électrostatique se classent en deux catégories principales : les tubes de transformation des signaux en signaux et les tubes de transformation des signaux en image (tubes à mémoire du type récepteur). Le conférencier passe ensuite en revue les réalisations industrielles de chacune de ces catégories en indiquant leurs caractéristiques et leur emploi.

Résultat des Elections

Nombre de votants (bulletins nuls 3) 310

Président d'Honneur. — Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences. Prix Nobel de Physique ..... 304 voix

Membres d'Honneur :

Sir Edward APPLETON, Prix Nobel de Physique ..... 304 voix
MM. Eugène DARMOIS, Membre de l'Institut.... 300 —
Gaston DUPOUY, Membre de l'Institut. Directeur du C.N.R.S. ..... 298 —
Frédéric JOLIOT-CURIE, Membre de l'Institut. Prix Nobel de Physique..... 298 —
Louis LEPRINCE-RINGUET, Membre de l'Institut ..... 303 —
Francis PERRIN, Membre de l'Institut. Haut-Commissaire à l'E. Atomique ..... 303 —

Président (1957). — M. R. AUBERT, Dr Gal Technique C.S.F. et S.F.R. ..... 301 —

Vice-Président. — M. M. LAFFINEUR, Dr à l'Institut d'Astrophysique de Paris ..... 297 —

Secrétaires Généraux adjoints :

MM. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.... 297 —
L. J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications ..... 302 —

Secrétaire. — M. B. GAUSSOT, Chef Travaux Principal à l'E.S.E. ..... 300 —

Trésorier. — M. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T. ..... 304 —

Membres du Conseil :

MM. P. ANDRIEUX, Ingénieur des Télécommunications..... 306 —
Mario BOELLA, Professeur au Politecnico de Turin ..... 304 —
R. CHARLET, Ingénieur des Télécommunications ..... 305 —
GALLET, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F. ..... 303 —
M. JEAN, Directeur du « Groupe Electronique » de la C.F.T.H. ..... 304 —
NOZIERES, Directeur des « Tubes Electroniques » à la Sté La Radiotechnique.... 305 —
P.M. PRACHE, Directeur des Recherches à la Sté L.T.T. ..... 305 —
WEILL, Ingénieur-Docteur au C.E.A. .... 300 —

Commissaires aux Comptes :

MM. DAUPHIN ..... 304 —
STEINBERG ..... 301 —
de VALROGER..... 305 —

La modification des articles 4 et 8 des Statuts a été approuvée par l'Assemblée Générale.

Réunion en Sorbonne

Réunion du samedi 11 février 1956.

A l'ordre du jour de cette séance étaient prévues trois communications sur

« La Résonance magnétique »
Introduction
par M. A. ABRAGAM

« Méthodes de la résonance nucléaire »
par M. I. SOLOMON

« Méthodes de la résonance électronique »
par M. J. COMBRISSON

Communication de M. A. ABRAGAM
sur « La Résonance magnétique »

Les méthodes de la résonance magnétique consistent à mesurer la pulsation de résonance ω (fréquence de LARMOR) des particules (électrons ou noyaux) pour en déduire la valeur du moment magnétique $\vec{M}$ à partir de la relation $h\omega = -\vec{M}$.

On emploie de préférence des méthodes électroniques en étudiant l'absorption d'énergie dans un champ haute fréquence à la résonance. Les moments étant extrêmement faibles il en faut un très grand nombre pour effectuer les mesures, de sorte que l'on a recours à la matière condensée, ce qui provoque des intéractions molléculaires compliquant l'interprétation du phénomène.

Le conférencier met en évidence divers paramètres et notamment la relaxation, la largeur de raie, le concept du champ local, et le rétrécissement des raies par le mouvement.

Communication de M. J. COMBRISSON

sur les « Méthodes de la résonance électronique »

La résonance électronique s'adresse aux corps paramagnétiques, c'est-à-dire aux corps qui contiennent au niveau des atomes un certain nombre d'électrons ayant des moments magnétiques non nuls.

La méthode de la résonance électronique consiste à placer l'échantillon dans un champ magnétique continu H_0 auquel est superposé un champ haute fréquence H, dirigé perpendiculairement au champ H_0.

On mesure ensuite l'absorption en fonction des valeurs de H_0.

Les mesures s'effectuent à la fréquence de résonance (quelques milliers de mégacycles) et nécessitent l'appareillage des hyperfréquences (cavités résonante, klystron, cristal détecteur, etc.).

Le conférencier décrit ensuite quelques appareils de mesure et notamment le spectrographe à résonance paramagnétique électronique et ses dérivés, résume les résultats obtenus concernant notamment les courbes de résonance, les largeurs de raies, etc.

Communication de M. J. SOLOMON

sur les « Méthodes de la résonance nucléaire »

Les signaux fournis par la résonance nucléaire sont très faibles, mais cependant plus facilement détectables que le moment magnétique électronique par le fait que les fréquences sont de l'ordre de quelques mégacycles par seconde, ce qui permet de travailler avec des appareils de technique bien connue à excellentes performances.

Les raies spectrales sont très fines et le facteur de surtension très important (de l'ordre de 107). Ceci permet d'obtenir des impulsions très raides et bien rectangulaires sur 10 µs.

Le temps de relaxation étant relativement long on pourrait appliquer ces phénomènes aux machines à mémoire. Les techniques expérimentales présentent une grande souplesse. Les mesures de dispersion peuvent être faites comme en résonance électronique. On peut également utiliser la méthode de l'autodyne (oscillateur réglé au niveau d'accrochage) et la méthode de variation de couplage entre deux bobines.

Activité des Sections

Deuxième Section « Matériel Radioélectriciens ».

Cette section s'est réunie le lundi 20 février 1956 sous la présidence de M. LIZON, pour assister à un exposé de M. A. KOHLER, Ingénieur diplômé de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Zurich sur :

« Le Condensateur au papier métallisé »

Cinquième Section « Hyperfréquences ».

A l'ordre du jour de la réunion du mercredi 1er février 1956, présidée par M. R. WARNECKE, figurait une communication de M. G. CONVERT, Chef de Laboratoire au Département de Recherches Electronique et Atomistique de la C.S.F. sur :

« Développements récents de tubes amplificateurs à propagation d'onde de petite puissance »

Le conférencier expose les conceptions générales qui ont servi de bases à la réalisation, à la Compagnie Générale de T.S.F., de quelques types de tubes à propagation d'onde amplificateurs de petite puissance, opérant sur les bandes 3400 – 4200 Mc/s et 6 000 – 8.000 Mc/s.

1º *Les tensions de fonctionnement choisies sont relativement basses* :

— 950 et 1 150 volts pour deux tubes donnant respectivement 3 watts (TPO 920) et 10 watts (TPO 753) au voisinage de 4 000 Mc/s avec une puissance d'entrée de 20 mW,

— 350 volts pour un tube faible bruit (TPO 751) donnant sur la même bande un gain voisin de 20 dB et un facteur de bruit inférieur à 10 dB ;

— 1 000 volts pour un tube pouvant fournir de 7 000 à 8 000 Mc/s une puissance supérieure à 1 watt (TPO 405).

Le champ de focalisation du faisceau est produit par des aimants permanents.

2º *Les caractéristiques générales des tubes sont* :

Dans la bande 3400-4200 Mc/s :

T.P.O. 920 : Gain en petits signaux supérieur à 30 dB
Puissance : 3 à 4 watts en grands signaux,

T.P.O. 753 : Puissance de 10 watts en grands signaux pour des gains de 27 dB

T.P.O. 751 : Gain de l'ordre de 20 dB

Facteur de bruit inférieur à 10 dB avec un minimum de 7 à 8 dB.

Dans la bande 6 000 – 8 000 Mc/s :

T.P.O. 410 : Puissance 5 Watts entre 5 900 – 7 400 Mc/s

T.P.O. 405 : Puissance supérieur à 1 watt entre 7 400 et 8.000 Mc/s.

Sixième Section « Electronique »

Cette Section a organisé en commun avec la 8e. Section de la S.F.E. et la Société des Ingénieurs Techniciens du Vide une Réunion au cours de laquelle M. CHOFFART, Ingénieur au Département de Recherches Electronique et Atomistique de la C.S.F. fit un exposé sur « *Technologie des tubes à mémoire* ».

Au cours de son exposé le conférencier examine successivement des différents problèmes technologiques posés par les qualités exigées des tubes à mémoire : canons, éléments de cible (grilles, isolants) et montage des ensembles.

Distinctions honorifiques

Nous avons le plaisir d'annoncer l'élection de M. André CLAVIER, Membre de notre Société et ancien Président de la cinquième Section « Hyperfréquences » de 1945 à 1947, à la Vice Présidence des Federal Telecommunication Laboratories, Nutley, N.J. (U.S.A.), division de recherche de l'International Telephone and Telegraph Corporation. Nous rappelons que M. A. CLAVIER a reçu le titre de « Fellow » de l'Institute of Radio Engineers et celui de « Fellow » de l'American Institute of Electrical Engineers « pour ses travaux de pionnier dans la recherche, le développement et la mise au point des micro-ondes ». En 1953, M. CLAVIER a été élu Président du groupe professionnel de l'I.R.E. sur la théorie et les techniques des micro-rayons.

Informations

Congrès International « Tubes Hyperfréquences » Paris 29 mai au 2 juin 1956

Nous sommes heureux d'informer nos lecteurs de l'intérêt suscité dans le monde entier par cette manifestation organisée en collaboration avec la Société Française des Ingénieurs Techniciens du Vide (S.F.I.T.V.).

De nombreux techniciens parmi lesquels nous sommes très honorés de compter les plus grands noms de l'Electronique, ont bien voulu répondre à notre appel et nous apporter le précieux concours de leur compétence.

Près de 500 techniciens appartenant à 18 nationalités auront l'occasion de se rencontrer, d'échanger leurs points de vue durant les 5 journées de ce Congrès et d'apprécier leurs techniques réciproques. Nous ne doutons pas que ces échanges d'idées soient un des résultats les plus importants de cette manifestation.

Dans les 4 amphithéâtres que le Conservatoire National des Arts et Métiers a bien voulu mettre à notre disposition, les Congressistes auront l'occasion d'apprécier plus de 150 communications presque toutes originales qui feront le point de cette technique en pleine évolution.

Afin de recevoir dignement les Congressistes et de permettre les contacts personnels, le Comité d'Organisation a prévu un programme de réception qui, nous l'espérons, donnera satisfaction à tous. A l'issue de la Séance Inaugurale, le Conseil Municipal de la Ville de Paris a bien voulu accepter de recevoir les Congressistes et leur offrir un lunch. Le mercredi 30 mai les places seront réservées à l'Opéra. Un cocktail réunira les Congressistes le jeudi 31 mai en fin de journée, enfin un banquet de clôture aura lieu le samedi 2 juin. Les dames accompagnant les Congressistes sont invitées à participer à ces manifestations. Un programme spécial leur sera réservé pendant les séances de travail.

Dans le but de faciliter les travaux du Secrétariat les personnes qui désirent participer au Congrès sont priées de s'inscrire rapidement.

Colloque sur la Propagation
Paris, Septembre 1956

Voir la rubrique « Congrès et Expositions », page 299.

OFFRES ET DEMANDES D'EMPLOI

OFFRES

O.72. — « Thomson-Houston rech. : Agents techniques pour mise au point, essais radar, dépannage et contrôle d'appareils de mesures électroniq. Service de cars. Cantine. »
Ecr. ou se prés., 6, r. Fossé-Blanc. Gennevilliers, le matin de 9 à 11 h Sf. samedi.

O.73. — « *Jeune Ingénieur actif (25 à 30 ans). Bonnes connaissances physiques et Electronique – Licencié ou non*, est demandé pour diriger un petit Laboratoire de physique dans un Service de l'Etat. Lieu de Travail : *Paris.* » Envoyer curiculum vitae à l'Etat-Major de l'Armée Section Scientifique et Technique. Prière de ne pas se présenter.

DEMANDE

D.60. — « Ingénieur, électricien, chef de groupe, ayant excellente formation scientifique avec très grande expérience en télévision (émission, réception, relais hertziens et technique video), très familier avec problèmes de télécommunications et avec la technique des impulsions, cherche emploi demandant initiatives et sens des responsabilités. Lit et parle l'anglais. Meilleures références professionnelles ». Ecrire à la Société des Radioélectriciens, qui transmettra.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Extraits des Statuts

ARTICLE PREMIER. — La Société des RADIOÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion des questions concernant la radiotélégraphie et tout ce qui s'y rattache.

Elle recourt à toutes les formes d'activité de nature à réaliser le but qu'elle poursuit.

Elle s'interdit toute ingérence dans les entreprises industrielles ou commerciales quelconques, autres que celles qui concernent son administration propre.

La durée de la Société est illimitée.

Elle a son siège à Paris.

ARTICLE 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Etre agréé par le Bureau de la Société

. . . . . .

Tout membre titulaire qui aura pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives une cotisation de 15 000 francs pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation de 5 000 francs seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation annuelle fixée comme suit :

Particuliers ..... 1 600 F

Sociétés ou Collectivités. 10 000 / 25 000 / ou 50 000 } au gré de la Société ou Collectivité

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle moyennant le versement d'une somme égale à dix fois cette cotisation.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études en France, pourront bénéficier, sur leur demande, d'une cotisation ramenée à 800 F. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

Montant des Cotisations

Les cotisations annuelles sont ainsi fixées :

Particuliers, membres titulaires, recevant *L'Onde Electrique* .. 1600 F.

Sociétés ou collectivités membres titulaires recevant *L'Onde Electrique* .. 10 000 / 25 000 / ou 50 000 } au gré de la Société ou Collectivité

Les particuliers peuvent racheter leur cotisation moyennant le paiement de dix annuités ..... 16000 F.

La cotisation des membres titulaires âgés de moins de 25 ans, en cours d'études en France, peut, sur leur demande, être ramenées à 800 F.

En cas de non admission d'un candidat, la somme versée lui est retournée.

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

IIIe EXPOSITION INTERNATIONALE D'ÉLECTRONIQUE, ÉNERGIE ATOMIQUE, TÉLÉVISION, RADIO ET CINÉMATOGRAPHIE

Dans les Palais et Installations de l'Exposition Universelle de Rome (E.U.R.), aura lieu, du 28 juin au 15 juillet prochain, la : *IIIe Exposition Internationale d'Électronique, Energie Atomique, Télévision, Radio et Cinématographie.*

Quatre grands secteurs principaux sont prévus : Electronique et énergie nucléaire, Cinématographie, Optique, Sections spéciales.

En ce qui concerne plus particulièrement la section électronique et nucléaire, toutes les dernières réalisations de cette branche : appareils, instruments, machines, pièces détachées y seront présentées, dans leurs multiples applications pour la radio, télévision, cinéma, aéronautique, navigation, astronomie, instruments de mesure et médicaux.

L'exposition de Rome ne se contentera pas seulement de présenter les matériels de ces industries ultra-modernes à des fins commerciales. Poursuivant, également, des buts de vulgarisation scientifique et technique, elle sera encadrée d'un Congrès International portant sur « l'Etat actuel de la recherche dans les secteurs de la physique électronique et nucléaire », placé sous le patronage du Gouvernement Italien, des Instituts compétents, de savants renommés et ouvert aux techniciens et spécialistes de tous les pays.

Pour tous renseignements, s'adresser : Chambre de Commerce Italienne de Paris, 134, rue du Faubourg-St.-Honoré, Paris-VIIIe. (Tél. : ELY. 46-27).

ACTES DES JOURNÉES INTERNATIONALES DE CALCUL ANALOGIQUE 1955

Le Comité d'Organisation des Journées met tout en œuvre pour que les actes du Congrès qui s'est tenu à Bruxelles, à la fin du mois de septembre 1955, sortent de presse vers la fin du mois de mars 1956, en un ensemble abondamment illustré qui comportera environ 600 pages reproduisant dans la langue choisie par leurs auteurs, français ou anglais, les textes des conférences et des communications scientifiques, ainsi que les comptes-rendus des discussions qui ont accompagné les travaux.

Le prix de ces actes, qui ne peut encore être définitivement fixé, sera compris entre 600 et 700 francs belges.

Secrétariat des Journées internationales de Calcul analogique : Monsieur Richard PERETZ, 50, avenue F.D. ROOSEVELT, Bruxelles, Belgique.

ASSOCIATION INTERNATIONALE POUR LE CALCUL ANALOGIQUE

Les Journées internationales de Calcul analogique qui se sont tenues à Bruxelles, fin septembre 1955, ont donné naissance à une Association internationale pour le Calcul analogique, qui se donne pour but de favoriser les échanges d'informations scientifiques entre les spécialistes du calcul analogique, en organisant des réunions internationales périodiques et des expositions de matériel et par des publications scientifiques périodiques.

L'association se compose de membres effectifs individuels et de membres associés (institutions scientifiques ou firmes industrielles s'intéressant au calcul analogique).

La cotisation annuelle de membre a été provisoirement fixée à 200 et à 5 000 francs belges pour respectivement les membres individuels et les firmes industrielles qui s'inscriront au titre de membre associé.

Les participants aux Journées internationales de Calcul analogique 1955 qui s'inscriront pour 1956, seront de droit considérés comme membres fondateurs. En dehors de ceux-ci et par mesure transitoire, les membres qui s'inscriront avant le 31 mars 1956, seront considérés comme membres fondateurs et seront dispensés du parrainage, sous réserve d'approbation par la prochaine assemblée générale.

Pour tous renseignements complémentaires, adresser la correspondance à M. R. PERETZ, secrétaire-trésorier des Journées internationales de Calcul analogique 1955, 50, avenue F.-D.-Roosevelt à Bruxelles, Belgique.

COLLOQUE SUR LA PROPAGATION
Paris, Septembre 1956

Le développement des connaissances récentes sur les milieux de propagation (ionosphère et troposphère), parallèle à l'amélioration des performances techniques des équipements, a fait apparaître la possibilité de nouveaux types de liaisons radioélectriques. La propagation des ondes ultra-courtes à grande distance au-delà de l'horizon, le rôle joué par le sol dans la propagation des ondes, les lois qui régissent les couches ionisées de l'atmosphère, sont quelques-uns des problèmes d'intérêt théorique et pratique auxquels se sont attachés les radioélectriciens et les géophysiciens.

Pour permettre un débat international entre chercheurs sur les développements récents de ces questions,

La Société des Radioélectriciens
et
Le Comité National Français de Radioélectricité Scientifique
ont pris l'initiative d'organiser à *Paris*, la semaine du 17 *au* 22 *septembre* 1956, avec la participation de nombreux chercheurs étangers, un

Colloque international sur les problèmes d'actualité dans la propagation des ondes radioélectriques

Les sujets abordés au Colloque seront les suivants :

— *Propagation des ondes métriques, décimétriques et centimétriques à grande distance au-delà de l'horizon* :

Théories de la diffusion troposphérique et ionosphérique, réflexion météorique, données physiques sur les irrégularités de la troposphère et de l'ionosphère, résultats expérimentaux, matériels de radiocommunications utilisant ces propagations.

— *Influence du sol sur le rayonnement et la propagation des ondes* :

Influence des irrégularités du sol, « gain d'obstacle », « perte de gain » des antennes.

— *Ionosphère et propagation ionosphérique* :

Diffusion arrière, absorption dans l'ionosphère, phénomènes d'interaction, influences géomagnétiques, mouvements dans l'ionosphère.

— *Sujets divers* :

« Atmosphériques sifflants », théories des « modes », méthodes mathématiques.

La participation au Colloque est ouverte à tous ceux qu'intéressent les problèmes de propagation radioélectrique, soit d'un point de vue scientifique soit du point de vue de l'utilisateur.

On peut s'adresser pour inscription, et pour tous renseignements, au *Comité d'Organisation du Colloque Propagation* (Société des Radioélectriciens, 14, avenue Pierre-Larousse, Malakoff Seine).

ASSOCIATION DES ÉLECTROTECHNICIENS ALLEMANDS.

Verband Deutscher Elektrotechniker (V.D.E.)

Assemblée Générale du V.D.E. 1956

La quarante-neuvième Assemblée Générale du V.D.E. se tiendra la semaine du 10 au 15 Septembre 1956 à Francfort.

En dehors d'une Conférence inaugurale et de deux Conférences techniques officielles le Mercredi 12 Septembre 1956, c'est à partir du Mardi 11 Septembre 1956 que seront présentées les communications générales relatives à la technique des courants forts et aux télécommunications.

Le programme de ces deux journées est déjà fixé par le Comité Scientifique du V.D.E.

Le Jeudi 13 Septembre 1956 vingt-quatre communications spécialisées sur les courants forts et l'électrotechnique générale seront rapportées. La Société Technique des Télécommunications du V.D.E. (Nachrichtentechnische Gesellschaft abréviation N.T.G.) disposera du Jeudi 13 Septembre et du Vendredi 14 Septembre pour une Session spécialisée.

La déclaration des communications doit être envoyée au plus tard le 21 Avril 1956.

1° Seules les communications originales non publiées seront retenues ;

2° Le conférencier abandonne son droit de publication à la Société V.D.E. ;

3° La déclaration est faite avec l'indication de l'adresse personnelle du rapporteur en double exemplaire ;

4° Joindre à la déclaration en double exemplaire, un résumé de la communication de dix à vingt lignes de texte dactylographié. Ce résumé sera assez détaillé de façon à ce que le Comité Scientifique du V.D.E. ainsi que les Comités spécialisés du N.T.G. qui ont à décider l'admission des Communications puissent avoir une idée précise du contenu de la communication ;

5° Les congressistes qui veulent prendre part aux discussions recevront sur leur demande un projet d'exposé sur les communications les intéressant.

Pour permettre d'achever à temps l'impression des projets d'exposés, les manuscrits des communications y compris les figures doivent être envoyés avant le 26 Juin 1956 à l'adresse suivante :

V.D.E. Verlag G.m.b.H., Berlin-Charlottenburg
Bismarck Strasse 33

Par leur déclaration, les conférenciers prennent l'engagement, en cas d'acceptation de leur rapport, de l'achever à la date prévue.

L'envoi de compléments au projet de l'exposé pourra avoir lieu ultérieurement.

Société Technique des Télécommunications du V.D.E.

Nachrichten Technische Gesellschaft
(abréviation N.T.G.)
Frankfurt am Main, Osthafenplatz 6

Session de la Société Technique des Télécommunications du V.D.E. (N.T.G.).

Le N.T.G. organise une session spécialisée dans le cycle de l'Assemblée Générale du V.D.E. en 1956 à Francfort du 13 au 14 Septembre 1956, avec la participation des groupes généraux et des groupes spécialisés qui traiteront les thèmes principaux suivants :

1) Groupe Spécialisé 1 : Théorie de l'information et Théorie des Systèmes d'information.

Chef de Groupe : Dr Ing. E. Holzler, München 19, Winthirplatz 5.

Thème principal : Contribution à la théorie des signaux.

2) Groupe spécialisé 2 : Eléments généraux de construction et matériaux.

Chef de groupe : Prof Dr Ing. H. Schonfeld. Nürnberg Steinplattenweg 55 a.

3) Groupe spécialisé 8 : Constructions de dispositifs de télécommunications.

Chef de groupe: Dr Fritz Ulrich, München Solln Wilbrechtstrasse 67.

Thème Général : Technique de la Miniaturisation et ses éléments de construction.

3) Groupe spécialisé 9 : Technique du Téléphone.

Chef de groupe : Ministerial Dirigent H. Raettig, Darmstadt, Erbacherstrasse 71.

4) Groupe spécialisé 12 : Télégraphie.

Chef de Groupe Ministerialrat Dipl. Ing. R. Fernau, Bad Godesberg-Mehlem, Utesstrasse 2.

5) Groupe principal 5 : Techniques des liaisons à grandes distances

Chef de Groupe : Abteilungs Präsident Dipl. Ing. W. Zerbel. Darmstadt Hochstrasse 61.

6) Groupe principal 6 : Techniques radioélectriques

Chef de groupe : Prof. Dr Ing. W.T. Runge, ULM, Sofinger Strasse 100.

(Ces deux groupes principaux comprennent les différents groupes spécialisés suivants :

10. — Techniques des liaisons à grandes distances ;
11. — Câbles et lignes ;
13. — Antennes ;
14. — Propagation des ondes :
15. — Appareils radioélectriques ;
16. — Technique des ondes très courtes ;
18. — Repérage.)

Thème Général : Projet de systèmes d'antennes directives à large bande et problèmes particuliers de radiotechnique.

7) Groupe spécialisé 20 : Technique de Télécommande.

Chef du groupe : Dr Phil. nat. Dr Ing. habil. A. Dennhardt, Hannover K, Erstingstrasse 9.

Les personnes désirant présenter des communications (de vingt minutes au plus) sont priées d'annoncer, *au plus tard le 21 Avril* 1956 leurs communications au chef de groupe principal ou spécialisé.

Session de Printemps de la Société Technique des Télécommunications du V.D.E.

Du 26 au 28 Avril 1956 le Groupe spécialisé n° 5 « Réseaux Linéaires et non linéaires » organise en collaboration avec l'association des Electrotechniciens du Wurtemberg Société filiale du V.D.E. (Elektrotechnischen Verein Wurttemburg) une Session sur le sujet suivant : « Synthèse de la Théorie des réseaux ».

Lieu des réunions: Technische Hochscule. Stuttgart, Horsaal 60 Keplerstrasse 10.

Une douzaine de conférences sont prévues ainsi que cinq visites (Stations de télévision, postes d'aiguillages de chemins de fer, Sociétés industrielles).

Pour tous renseignements relatifs à cette session et notamment pour les inscriptions, s'adresser d'urgence à l'adresse suivante :

Geschaftsstelle des Elektrotechnischen Vereins Wurttemberg, Stuttgart N. Lauten Schlager Strasse 21.

Pour les personnes qui ne sont pas membres du N.T.G. le montant des frais de la Session s'élève à 10 Deutschmark.

Les frais de participation pour chacune des cinq visites sont de 3 Deutschmark.

Imprimerie Marcel Bon, Vesoul. — Dépôt légal : 1er trimestre 1956. — I. n° 25. — 5.900. 587 E. n° 20, — La gérante : Mme Chiron.

JUN 11 1956
Library
Boulder Laboratories
National Bureau of Standards
Boulder, Colorado

36e ANNÉE - N° 349
AVRIL 1956
PRIX : 300 FRANCS

L'ONDE ÉLECTRIQUE

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6e

Le SE 210 Caravelle, équipé d'antennes STAREC — Multicoupleur VHF STAREC, type MV 12 — Ligne de mesure STAREC, type LM 101

DANS CE NUMÉRO

Tubes à onde progressive sur la longueur d'onde de 4 cm, A. BOBENRIETH et O. CAHEN - « Carcinotrons-O » : récents développements, P. PALLUEL — Radars à poursuite automatique, P. BOUVIER — Réseaux mobiles en ondes métriques, H. RENARD et M. BRULEY — Normalisation des équipements de télévision, L. GOUSSOT

"unifra"

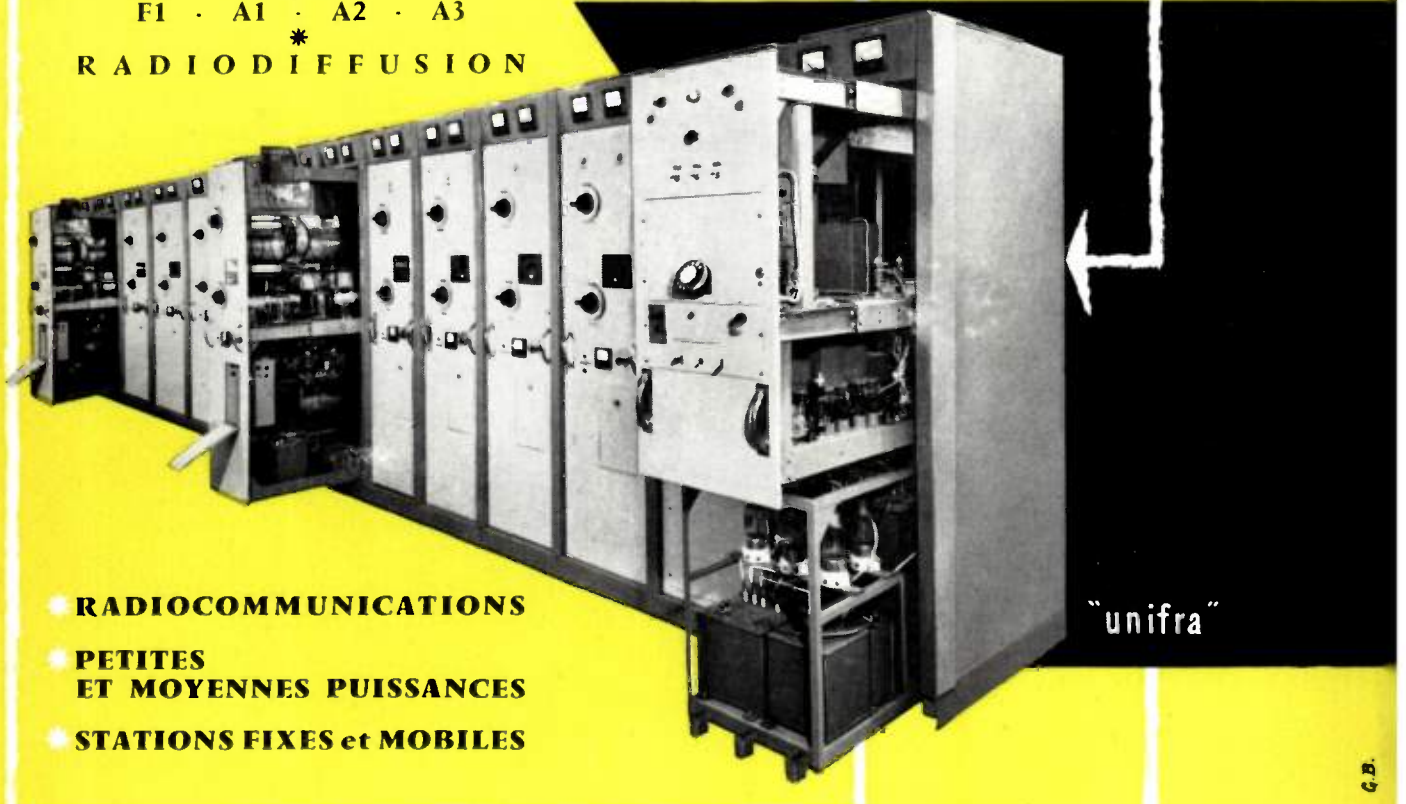
TÉLÉCOMMANDÉ

ÉMETTEUR UNIVERSEL CANALISÉ

entièrement

200 kc/s - 30 Mc/s

1 kW - TÉLÉPHONIE
*
2,5 kW - TÉLÉGRAPHIE
*
RADIOTÉLÉPHONIE
*
F1 · A1 · A2 · A3
*
RADIODIFFUSION



"unifra"

- **RADIOCOMMUNICATIONS**
- **PETITES ET MOYENNES PUISSANCES**
- **STATIONS FIXES et MOBILES**

G.B.

SFR AFRIQUE

SOCIÉTÉ FRANÇAISE RADIO-ÉLECTRIQUE "AFRIQUE"

PALAIS MIRABEAU, 32, BD DE LA RÉSISTANCE
CASABLANCA - Tél. : 291-23

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

Vol. XXXVI **AVRIL 1956** **N° 349**

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6e. — C.C.P. Paris 53-35

Abonnements 1 an : France : 3.000 F ; Etranger : 3.300 F — Prix de ce N° : 300 F

Exclusivité de la Publicité : M. R DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, PARIS-6e. Tél. LIT. 79-53

SOMMAIRE

		Pages
Les tubes à onde progressive sur la longueur d'onde de 4 cm étudiés et réalisés au Centre National d'Etudes des Télécommunications	A. Bobenrieth et O. Cahen.	307
Récents développements dans le domaine des tubes « Carcinotrons-O »	P. Palluel.	318
Les radars à poursuite automatique	P. Bouvier.	336
Quelques aspects particuliers des réseaux mobiles en ondes métriques	H. Renard et M. Bruley.	348
La normalisation des équipements de télévision à la Radiodiffusion-Télévision Française	L. Goussot.	352
A propos d'un film	R. Brochut.	369
Congrès et Expositions		370
Documentation technique		372

Sur notre couverture :

— L'avion SE 210 Caravelle équipé d'antennes STAREC.

— Le multicoupleur VHF STAREC, MV 12, à cavités accordables entre 100 et 156 MHz, permet de connecter 12 émetteurs ou récepteurs sur la même antenne, sans brouillages, même pour un écart de fréquence de 200 kHz entre émetteurs.

— Ligne de mesure STAREC LM 101 couvrant la gamme de 100 à 3 300 MHz.

STAREC : Société Technique d'Application et de Recherche Électronique, 31, rue Hippolyte-Mülin, Montrouge (Seine). Tél. : ALÉsia 75-70.

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Electrique *n'engagent que leurs auteurs.*

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine). — Tél. ALÉSIA 04-16 — C.C.P. Paris 697-38

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T.S.F.

J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie c. r.

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947)

Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, Prix Nobel de Physique.

MEMBRES D'HONNEUR

Sir Edward APPLETON, Principal and Vice Chancellor of Edinburgh University.

MM. Eugène DARMOIS, Membre de l'Institut.

Gaston DUPOUY, Membre de l'Institut, Directeur du C.N.R.S.

MM. Frédéric JOLIOT-CURIE, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Physique.

Louis LEPRINCE RINGUET, Membre de l'Institut.

François PERRIN, Membre de l'Institut, Haut-Commissaire à l'Energie Atomique.

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

		MM.
1922		M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923	†	H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924	†	R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925	†	J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T.T.
1926		E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927	†	Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928		Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929	†	L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930		Ed. BELIN, Ingénieur.
1931		C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932		P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933	†	L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934		Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
1935	†	R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936	†	R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937	†	F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès Sciences.
1938		P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
1939	†	J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940	†	H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945		L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946		R. P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947		R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.
1948		Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949		M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950		P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951		Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion-Télévision Française.
1952		J. de MARE, Ingénieur Conseil.
1953		P. DAVID, Ingénieur en chef à la Marine.
1954		G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».
1955		H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1956)

M. R. RIGAL, Ingénieur Général des Télécommunications.

Président désigné pour 1957

M. R. AUBERT, Directeur Général technique de la C.S.F. et S.F.R.

Vice-Présidents :

MM. A. ANGOT, Ingénieur militaire général, Directeur de la Section d'Etudes et de Fabrications des Télécommunications.

C. BEURTHERET, Ingénieur en Chef à la C.F.T.H.

M. LAFFINEUR, Directeur à l'Institut d'Astrophysique de Paris.

Secrétaire Général :

M. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

L. J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier :

M. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.

Secrétaires :

MM. J. M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

P. DEMAN, Ingénieur des Télécommunications.

B. GAUSSOT, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.

Comité de Rédaction de l'ONDE ÉLECTRIQUE

Président : M. P. ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Rédacteur en Chef : M. L. J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

SECTIONS D'ÉTUDES ET GROUPES RÉGIONAUX

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Général ANGOT.	M. TOUTAN.
2	Matériel radioélectr.	M. LIZON	M. GAMET.
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MERCIER.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. WARNECKE.	M. CHARLES.
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	M. CAHEN.	Mme ANGEL.
8	Electronique appliq.	M. RAYMOND.	M. LARGUIER.
9	Electronique Nucléaire.	M. SURDIN.	M. LABEYRIE.
10	Formation du Personnel Technique.	M. BEURTHERET	M. GILABERT.

Les demandes pour participation aux travaux des Sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. CACHON. Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E N S. E. M.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. DESTRAY, Directeur de l'École de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C. N. R. S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

CONSEIL DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

MM. J. ICOLE, Ingénieur en chef des Télécommunications, Chef du Département Faisceaux-Hertziens, Direction des Lignes Souterraines à Grande Distance.
J. LOCHARD, Lieutenant Colonel, Chef des Services Techniques du Groupe de Contrôle Radioélectrique.
N'GUYEN THIEN CHI, Chef de Département à la Cie Gle de T.S.F., Ingénieur-Conseil Cie Industrielle des Métaux électroniques.
† G. POTIER, Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique »
P. RIVÈRE, Chef du Service « Multiplex » de la Sté Française Radioélectrique.
M. SOLLIMA, Directeur du Groupe Electronique de la Cie Française Thomson-Houston.
H. TESTEMALE, Ingénieur des Télécommunications.
A. VIOLET, Chef de Groupe à la Sté « Le Matériel Téléphonique »
L'Ingénieur J. BLOEMSMA, Ingénieur Radio E.S.E.
A. CHARLES, Général du C.R., Conseiller technique à la Société Kodak-Pathé.
A. DIDIER, Professeur au C. N. A. M.
MM. G. GOUDET, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
M.D. INDJOUDJIAN, Ingénieur des Télécommunications, chargé du Département Télécommande du C.N.E.T.
P. MANDEL, Ingénieur en Chef à la Société Nouvelle de l'outillage R B V et de La Radio-Industrie.
A. PAGES, Ingénieur à la Compagnie Générale de T.S.F.
H. TANTER, Ingénieur au L.C.T.
P. ANDRIEUX, Ingénieur des Télécommunications.
Mario BOFLLA, Professeur au Politecnico de Turin.
R. CHARLET, Ingénieur des Télécommunications.
F. GALLET, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.
M. JEAN. Directeur du « Groupe Electronique » de la C.F.T.H.
NOZIÈRES, Directeur des « Tubes Electroniques » à la Sté La Radiotechnique.
P. M. PRACHE, Directeur des Recherches à la Sté L.T.T.
J. WEILL, Ingénieur-Docteur au C.E.A.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Extraits des Statuts

ARTICLE PREMIER. — La Société des RADIOÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion des questions concernant la radiotélégraphie et tout ce qui s'y rattache.

Elle recourt à toutes les formes d'activité de nature à réaliser le but qu'elle poursuit.

Elle s'interdit toute ingérence dans les entreprises industrielles ou commerciales quelconques, autres que celles qui concernent son administration propre.

La durée de la Société est illimitée.

Elle a son siège à Paris.

ARTICLE 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Etre agréé par le Bureau de la Société

. . . . . .

Tout membre titulaire qui aura pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives une cotisation de 15 000 francs pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation de 5 000 francs seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation annuelle fixée comme suit :

Particuliers ..... 1 600 F

Sociétés ou Collectivités. 10 000 / 25 000 / ou 50 000 } au gré de la Société ou Collectivité

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle moyennant le versement d'une somme égale à dix fois cette cotisation.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études en France, pourront bénéficier, sur leur demande, d'une cotisation ramenée à 800 F. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

Montant des Cotisations

Les cotisations annuelles sont ainsi fixées :

Particuliers, membres titulaires, recevant *L'Onde Electrique* .. 1600 F.

Sociétés ou collectivités membres titulaires recevant *L'Onde Electrique* .. 10 000 / 25 000 / ou 50 000 } au gré de la Société ou Collectivité

Les particuliers peuvent racheter leur cotisation moyennant le paiement de dix annuités ..... 16000 F.

La cotisation des membres titulaires âgés de moins de 25 ans, en cours d'études en France, peut, sur leur demande, être ramenées à 800 F.

En cas de non admission d'un candidat, la somme versée lui est retournée.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

LES TUBES A ONDE PROGRESSIVE SUR LA LONGUEUR D'ONDE DE 4 cm, ÉTUDIÉS ET RÉALISÉS AU CENTRE NATIONAL D'ÉTUDES DES TÉLÉCOMMUNICATIONS par A. BOBENRIETH et O. CAHEN, *Ingénieurs au C.N.E.T.* Onde Electrique d'avril 1956 (pages 307 à 317).

Après avoir rappelé les caractéristiques d'un tube amplificateur désiré par l'Administration des P.T.T. pour l'équipement des faisceaux hertziens dans la bande des 4 cm, les auteurs passent en revue les différents problèmes posés par la mise au point d'un tube à onde progressive répondant à cette demande : création et concentration du faisceau électronique, étude de la ligne à retard hélicoïdale, adaptation aux guides d'onde à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur. Ils décrivent ensuite la technologie adoptée pour la réalisation du T.O.P. modèle S45 : fabrication de l'hélice, de l'enceinte et du canon ; méthode de pompage. Suivent quelques indications sur les performances du tube S45 et sur les tubes améliorés en cours d'étude.

LES RADARS A POURSUITE AUTOMATIQUE, par P. BOUVIER, *Chef de Service à la Compagnie Française Thomson-Houston.* Onde Electrique d'avril 1956 (pages 336 à 347).

Après un bref rappel historique, l'auteur indique quelques principes de base utilisés dans la conception d'un radar à poursuite automatique. Quelques paramètres, particuliers à ce type de radar, sont ensuite analysés dans le cas d'un radar à poursuite classique. Enfin, un radar français de grande série est présenté succinctement.

RÉCENTS DÉVELOPPEMENTS DANS LE DOMAINE DES TUBES « CARCINOTRON-O », par P. PALLUEL, *Département de Recherches « Electronique et Atomistique » de la Compagnie générale de T.S.F.* Onde Electrique d'avril 1956 (pages 318 à 335).

Utilisant le couplage électronique entre un faisceau d'électrons et une onde inverse retardée, le « Carcinotron O » est un tube autooscillateur à très large bande d'accord électronique et dont la fréquence d'oscillation est peu sensible à la charge extérieure. L'expérience confirme les évaluations théoriques relatives aux conditions d'accrochage, aux performances à l'état de régime, à la sensibilité à divers effets.

Une série de six modèles couvre, par tranches d'une octave, le domaine 1 000 - 15 000 Mc/s avec des recouvrements dans les bandes les plus courantes. L'emploi de lignes interdigitales courtes et massives assure des performances élevées et des qualités de robustesse et reproductibilité.

QUELQUES ASPECTS PARTICULIERS DES RÉSEAUX MOBILES V.H.F., par H. RENARD et M. BRULEY, *Ingénieurs à la Société « L.M.T. ».* Onde Electrique d'avril 1956 (pages 348 à 351.

Le développement des réseaux radio-téléphoniques mobiles, spécialement dans les zones urbaines à fort trafic, pose dès maintenant des problèmes délicats de propagation et de brouillages entre des canaux multiples, resserrés dans des bandes de fréquence étroites.

La solution de ces problèmes ne pourra être obtenue que par une collaboration étroite entre les constructeurs des équipements et les organismes qui allouent les fréquences. En particulier, l'exploitation des réseaux en « duplex », bien qu'elle semble faciliter la meilleure répartition des fréquences, pose pour le constructeur des problèmes plus difficiles.

LA NORMALISATION DES ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉVISION A LA RADIODIFFUSION TÉLÉVISION FRANÇAISE, par L. GOUSSOT, *Ingénieur en Chef des Télécommunications. Service des Etudes de la R.T.F.* Onde Electrique d'avril 1956 (pages 352 à 363).

La Radiodiffusion Télévision Française procède depuis plusieurs années à une rénovation et à une normalisation poussée de ses équipements. Cet article présente les caractéristiques techniques principales des équipements vidéo-fréquence des studios de télévision.

La normalisation a porté sur la présentation mécanique des éléments en caissons fermés autonomes et sur la détermination des caractéristiques électriques externes. L'article rassemble les caractéristiques des signaux de télévision et les méthodes de mesure sur mires. Les organes sont groupés par fonctions et leurs caractéristiques précises sont rassemblées en annexe sous forme de fiches qui peuvent être détachées du texte.

SUMMARIES OF THE PAPERS

AUTOMATIC TRACKING RADAR SYSTEMS. by P. Bouvier, *Chef de Service à la Compagnie Française Thomson-Houston.* Onde Electrique. April 1956 (pages 336 to 347).

After a brief historical survey, the author outlines some of the basic principles used in an automatic tracking radar system. Parameters particular to this type of radar are then analysed in the case of a classical tracking radar. Finally, a french radar in large-scale production is briefly described.

TRAVELLING WAVE TUBES FOR 4 cm WAVES, RESEARCH AND DEVELOPMENT AT THE « CENTRE NATIONAL D'ÉTUDES DES TELECOMMUNICATIONS », by A. Bobenrieth and O. Cahen, *Ingénieurs au C.N.E.T.* Onde Electrique April 1956 (pages 307 to 317).

After recalling the P.T.T. specification for amplifier tubes for 4 cm. radio links, the authors review the problems involved in producing a travelling wave tube to meet these requirements : the generation and convergence of the electronic beam, study of the helical delay line, the coupling of input and output waveguides to the amplifier. They then describe the methods adopted in the production of the model S. 45 travelling wave tube, the manufacture of the helix, the cavity and the gun and the vacuum pumping method. Some performance figures are then given for the S.45 tube and for some improved tubes produced during the development.

SOME PARTICULAR ASPECTS OF MOBILE V.H.F. EQUIPMENTS, by H. Renard, and M. Bruley, *Ingénieurs à la Société L.M.T.* Onde Electrique April 1956 (pages 349 to 352).

The design of mobile radio telephone equipments, particularly for urban areas with traffic congestion, presents difficult problems of propagation and interference between a number of channels, tightly pressed into a narrow frequency band.

Such problems can only be solved by a close collaboration between equipment manufacturers and the authority allotting the frequencies. In particular, the use of duplex working, although it appears to facilitate the allocation of frequencies, presents more difficult problems to the manufacturer.

RECENT DEVELOPMENTS IN THE DOMAIN OF « O-CARCINOTRON » TUBES, by P. Palluel, *Département de Recherches Electronique et Atomistique, Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique. April 1956 (pages 318 to 335).

Using electronic coupling between an electron beam and a retarded inverse wave, the « O-Carcinotron » is a wide-band oscillator tube, electronically tuned and with an oscillation frequency little affected by exterior charges. Theoretical predictions regarding conditions for oscillation, operating performance and sensitivity to various effects have been confirmed in practice.

A range of six models cover 1 000 to 15 000 Mc/s by octave intervals, overlapping in the commonly-used bands. The use of short, massive, interdigital lines gives high performance coupled with robustness and reproducibility.

STANDARDISATION OF TELEVISION EQUIPMENT AT RADIODIFFUSION TELEVISION FRANÇAISE, by L. Goussot, *Ingénieur en Chef des Télécommunications. Service des Etudes de la R.T.F.* Onde Electrique April 1956 (pages 353 to 591).

Radiodiffusion Television Française has been working for some years on the redesign and standardisation of their equipment. This article describes the main technical features of video frequency television studio equipment.

Standardisation has led on the mechanical side to units in individual, closed boxes, and to the establishment of external electrical characteristics. The characteristics of the television signal and pattern measuring methods are tabulated. Components are grouped according to functions and their precise characteristics are tabulated in an appendix on coupons which can be detached from the text.

LES TUBES A ONDE PROGRESSIVE SUR LA LONGUEUR D'ONDES DE 4 cm ÉTUDIÉS ET RÉALISÉS AU CENTRE NATIONAL D'ÉTUDES DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

PAR

A. BOBENRIETH et O. CAHEN

Ingénieurs au C.N.E.T.

But de l'étude.

L'Administration des P.T.T. envisage actuellement d'utiliser la bande des 4 cm pour les faisceaux hertziens. Il a donc été demandé au Groupe « Tubes » du C.N.E.T. d'étudier un tube amplificateur pour cette bande. Les caractéristiques demandées sont les suivantes :

— Gain supérieur à 25 dB ;

— Puissance de sortie supérieure à 300 milliwatts ;

— Circuits d'entrée et de sortie réalisés de façon à permettre leur adaptation au guide standard dans une bande de 20 Mc/s autour de toute fréquence comprise entre 7 000 et 8 000 Mc/s avec un taux d'ondes stationnaires inférieur à 1,1 ;

— Tension d'alimentation comprise entre 1 000 et 1 500 volts.

LE TUBE A ONDE PROGRESSIVE.

Ce tube est le mieux adapté, compte tenu de la technique actuelle, à la résolution de ce problème. Son fonctionnement est fondé sur l'interaction d'un faisceau d'électrons et d'une onde se propageant le long d'un même axe, à des vitesses sensiblement égales. Les électrons, en se groupant en paquets, cèdent à l'onde une partie de leur énergie cinétique et amplifient l'onde.

Un tube à onde progressive se compose donc essentiellement d'un faisceau d'électrons et d'une ligne de transmission, support de l'onde. D'où trois problèmes :

— La production d'un faisceau d'électrons ;

— La réalisation d'une ligne de transmission adéquate ;

— l'excitation de la ligne par le signal à amplifier et le transfert du signal amplifié au circuit d'utilisation.

La tension d'alimentation du tube détermine la vitesse des électrons aux environs de $\frac{1}{15}$ de la vitesse de la lumière. La ligne de transmission doit donc être une ligne à retard et l'onde qu'elle supporte doit avoir son champ électrique dirigé suivant l'axe du faisceau. L'expérience acquise par des années d'études sur les tubes à onde progressive a conduit à choisir une hélice comme ligne à retard.

Le tube CNET S-45.

La figure 1 montre une coupe du tube S-45. Dans la boîte A qui sert de blindage magnétique se trouve

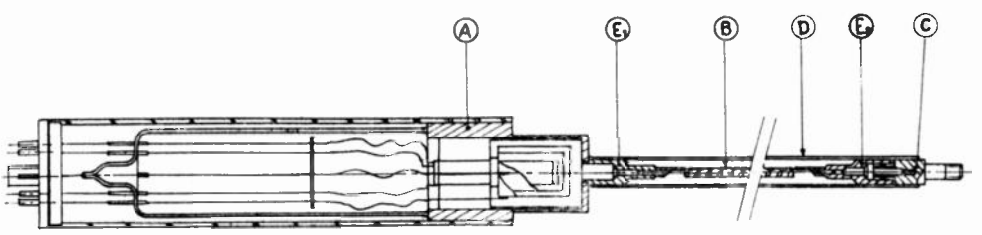


FIG. 1. Coupe du tube S-45 terminé.

le canon à électrons qui produit un faisceau cylindrique de diamètre 0,6 mm. Ce faisceau traverse l'hélice B (diamètre 1 mm, longueur 120 mm). Après leur passage à travers l'hélice, les électrons sont recueillis par le collecteur C.

L'hélice est soudée sur les embouts E_1 et E_2 qui servent respectivement à exciter l'onde ralentie sur l'hélice et à transférer l'onde amplifiée au circuit d'utilisation. Le faisceau est stabilisé le long de l'axe de l'hélice par le champ magnétique d'une bobine de même axe que le tube.

Le faisceau d'électrons.

L'étude théorique du fonctionnement du tube montre que pour une haute tension comprise entre 1 000 et 1 500 volts, le courant transporté par le faisceau doit être de l'ordre de 10 mA, les essais du tube nécessitant de pouvoir le faire varier de 0 à 15 mA.

partout où la place réservée au faisceau est réduite à un cylindre de diamètre 1 mm : hélice et embouts d'entrée et de sortie, soit sur une longueur de 145 mm.

Des aimants, même en Ticonal *G* dont le champ coercitif est 580 oersteds, ne peuvent donner un champ suffisant, la longueur du tube empêchant d'utiliser un aimant en fer à cheval. Il a donc été ajdoint à ces aimants une bobine donnant un champ de même sens, les aimants étant placés à l'extérieur de la bobine pour que le champ de celle-ci ne les désaimante pas.

Le champ magnétique sur la cathode est réduit à moins de 5 oersteds par l'enceinte du canon, en alliage Dilver *P* à haute perméabilité magnétique.

Le canon a électrons (figure. 2)

Le canon réalisé comporte :

— Une cathode à oxydes concave, de rayon de courbure 7 mm, de diamètre 4 mm ;

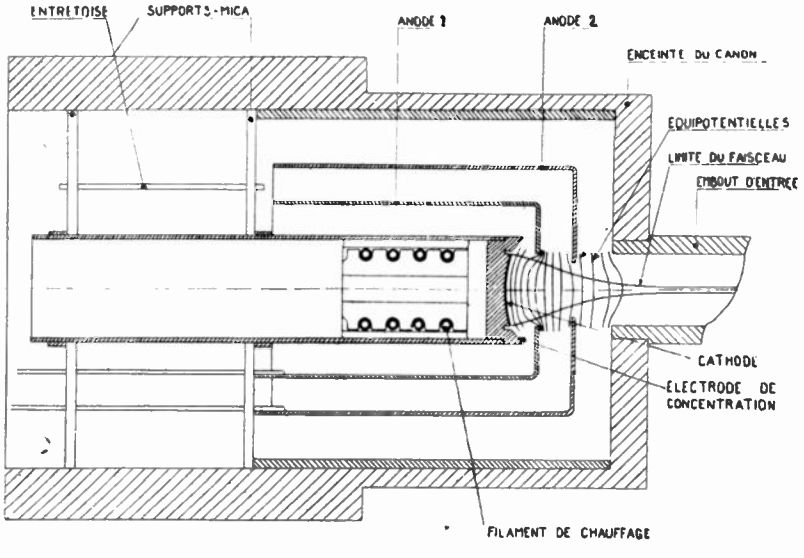


Fig. 2. — Coupe du canon S-402.

Le diamètre de la cathode a été fixé à 1 mm pour limiter la densité maximum d'émission à 0,1 ampère par cm² et assurer ainsi au tube une durée de vie satisfaisante. L'hélice étant constituée par un fil très fin, donc très fragile, on ne peut tolérer aucune interception de courant par cette hélice. Comme son diamètre intérieur est égal à 1 mm, le diamètre du faisceau ne doit en aucun point dépasser 0,8 mm, sauf à l'intérieur du canon ou dans le collecteur.

Les difficultés de la focalisation viennent essentiellement de la grande différence entre les densités de courant exigées, d'une part à l'intérieur de l'hélice, d'autre part sur la cathode, ainsi que de la présence des guides de couplage qui limitent la longueur de la bobine de focalisation.

Les circuits magnétiques.

Le champ magnétique qui doit assurer la focalisation du faisceau doit être supérieur à 800 oersteds,

— Une électrode de concentration , soudée à la cathode, pour compenser la tendance du faisceau à diverger sous l'effet de la charge d'espace ;

— Une première anode, destinée à régler la focalisation ;

— Une deuxième anode permettant de régler l'intensité du faisceau sans altérer la qualité de la focalisation ;

— Une troisième anode constituée par l'enceinte en Dilver *P*, destinée à accélérer les électrons à la vitesse convenable.

L'étude des problèmes d'optique électronique.

Cette étude a pu être très rapidement effectuée, grâce aux méthodes spécialement mises au point au C.N.E.T.

La représentation exacte des champs électriques

dans le canon à électrons a été obtenue à l'aide d'une cuve électrolytique de haute précision (figures 3 et 4). Cette cuve électrolytique permet le tracé automatique des cartes complètes de potentiels

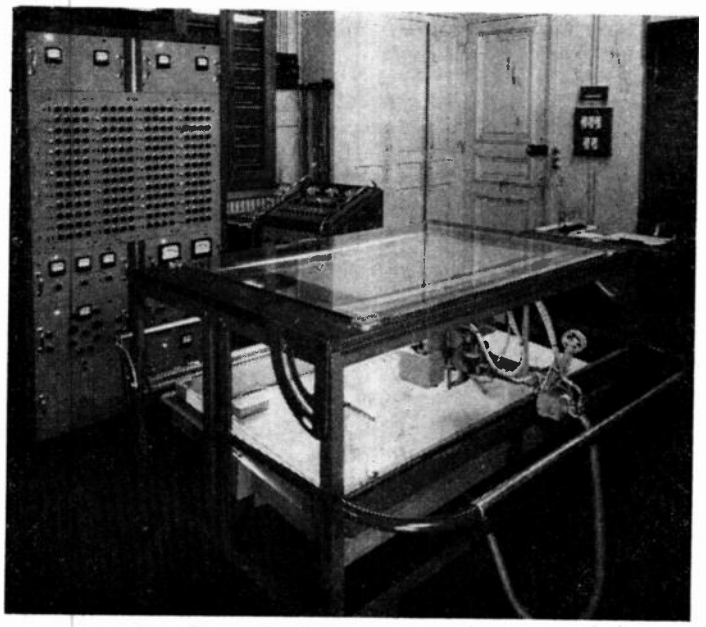


FIG. 3. — Vue d'ensemble de la cuve électrolytique automatique.

dans un espace présentant une symétrie de translation ou de révolution. Le tracé des équipotentielles s'effectue sans aucune intervention manuelle, à une vitesse de l'ordre de 5 mm par seconde, soit environ 20 minutes pour une carte complète. Les potentiels sont repérés avec une précision de l'ordre de 10^{-4} et les erreurs de position ne dépassent pas 0,5 mm sur une surface utile d'un mètre carré.

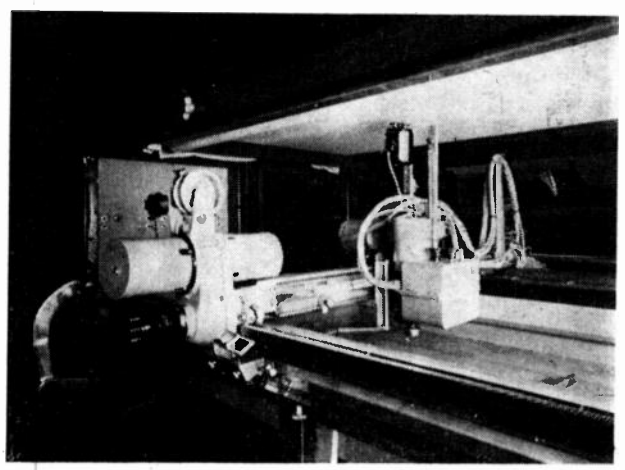


FIG. 4. — Détail du chariot porte-sonde de la cuve.

Cette représentation des champs dans le canon (figure 2) a servi, d'une part à déterminer la forme du faisceau, et, d'autre part, à calculer l'intensité du courant émis par la cathode en régime permanent, en fonction des tensions appliquées aux électrodes du canon.

Les trajectoires des électrons dans le canon ont été tracées en tenant compte des corrections les plus importantes : existence d'un champ magnétique dans le canon, vitesses non nulles des électrons au moment où ils quittent la cathode, et surtout répulsion mutuelle des électrons formant le faisceau. Cette correction, dite de charge d'espace, a été calculée une fois pour toutes et peut facilement être appliquée à l'étude de n'importe quel problème d'optique électronique.

Le champ magnétique réalisé au moyen des aimants et des bobines a pu être mesuré directement, malgré les très faibles dimensions des éléments du tube, grâce au magnétomètre à turbine conçu et réalisé dans ce laboratoire.

La connaissance précise de la répartition du champ magnétique a permis de calculer numériquement les trajectoires complètes des électrons.

Résultats obtenus.

Le faisceau issu de ce canon, accéléré sous une tension de 1 300 volts, peut atteindre une intensité de 15 mA, dont plus de 90 % sont captés par le collecteur. Le canon à électrons calculé par les méthodes que nous venons d'indiquer a été utilisé sans retouches dans le tube réalisé.

L'hélice.

Trois conditions sont imposées à l'hélice :

— Une répartition convenable des champs pour amener un couplage correct entre l'onde et les électrons ;

— Une vitesse de phase de l'onde le long de l'axe égale à la vitesse des électrons ;

— Une atténuation suffisante pour éviter l'auto-oscillation du tube.

La répartition des champs est assurée par la forme et les dimensions de l'hélice. Elle dépend de la forme et de la nature du diélectrique nécessaire pour supporter l'hélice.

La vitesse de phase doit être la même sur toute la longueur du tube. Sa régularité dépend de la constance du pas au bobinage du fil qui constitue l'hélice. Cette vitesse de phase doit donc être mesurée avec une grande précision sur les hélices réalisées. Pour ce faire, on provoque la formation d'ondes stationnaires le long de l'hélice, en la fermant sur un court-circuit mobile. Ce court-circuit est constitué par une petite hélice bobinée en sens inverse autour de l'hélice à mesurer, et dont le fil a une longueur $\frac{3\lambda}{4}$. Une sonde fixe couplée au guide d'onde qui alimente la ligne permet de mesurer l'amplitude des ondes stationnaires. Le déplacement du court-circuit entre deux points consécutifs de tension minimum sur la sonde mesure la demi-longueur d'onde sur l'hélice. On opère en fait sur un grand nombre de demi-longueurs d'onde. La

diminution de l'amplitude des ondes stationnaires en fonction de la position du court-circuit permet de connaître l'atténuation par centimètre d'hélice. Le court-circuit est entraîné le long de l'hélice par une vis, et un moteur, pendant que la sortie de l'amplificateur de sonde est relevée sur un enregistreur déroulant sa bande à une vitesse proportionnelle à celle du court-circuit. La photographie (figure 5) représente le dispositif d'enregistrement.

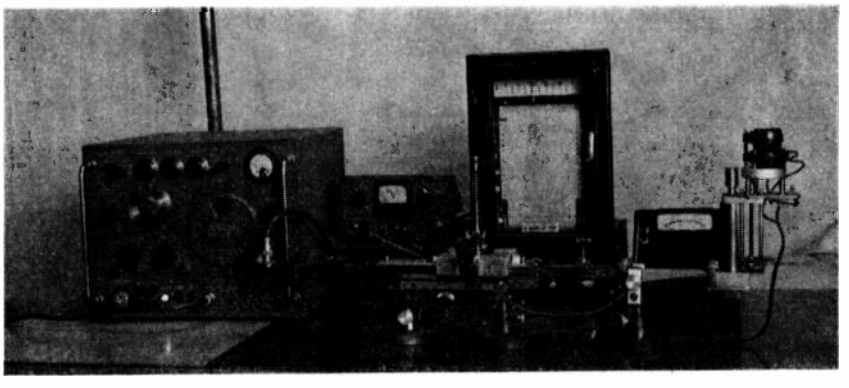


FIG. 5. — Dispositif d'enregistrement des caractéristiques de l'hélice.

Après de nombreux essais, on a été conduit, pour assurer la constance de l'atténuation et de la vitesse de phase en fonction de la fréquence, à utiliser une hélice contenue dans un tube de verre de section triangulaire.

Pour donner à l'atténuation le long de l'hélice une répartition convenable, on réalise les hélices en deux parties. La première partie est en fer (longeur 85 mm) l'autre est en molybdène (longueur 35 mm). Les deux fils de fer et de molybdène, de même diamètre, sont soudés bout à bout avant le bobinage de l'hélice. L'utilisation du molybdène du côté de la sortie a permis d'augmenter la puissance de saturation du tube d'une dizaine de décibels.

Adaptation.

Le problème est d'amener le signal à amplifier du guide d'entrée sur l'hélice (côté canon) puis de transférer le signal amplifié de l'hélice au circuit d'utilisation (côté collecteur).

Les buts recherchés sont les mêmes de chaque côté et le problème est posé de la même manière :

- adapter l'impédance d'entrée (ou de sortie) du tube à celle du guide standard pour que le tube soit vu du guide comme une terminaison adaptée ;
- transmettre la plus grande proportion possible de l'énergie H.F. du guide au tube (ou du tube au guide).

Ces deux buts sont confondus à condition que l'énergie H.F. qui ne passe pas du guide à l'hélice soit entièrement réfléchie. Il faut donc pour cela annuler les pertes d'énergie dues essentiellement à deux causes : l'absorption dans les matières constituant la transition et les fuites vers l'espace extérieur.

L'absorption est réduite par le choix des matériaux peu atténuants : l'embout d'entrée, en particulier, est en molybdène, les pièces d'isolement sont en mica ou en téflon, matériaux qui absorbent peu.

Les fuites vers l'espace extérieur sont réduites par l'utilisation de pièges qui ramènent une impédance nulle à la jonction entre le guide et le tube de verre par lequel des fuites pourraient se produire.

L'hélice étant considérée comme le conducteur intérieur d'une ligne coaxiale, est raccordée à une succession de tronçons de lignes coaxiales d'impédances variables formant transformateur d'impédance entre cette structure coaxiale et le guide d'ondes.

Il s'est révélé nécessaire d'utiliser un guide d'ondes aplati dont la largeur intérieure est de 3,6 mm, pour pouvoir rapprocher du canon les extrémités de la bobine de focalisation. Une transition progressive permet le passage du guide plat au guide standard sans réflexion importante. L'étude de la transition a été ramenée à une mesure des taux d'ondes stationnaires dans le guide, la charge adaptée après la transition étant formée par l'hélice elle-même. Cette mesure a été effectuée avec une ligne de mesure formée par un tronçon de guide plat fendu, suivie d'une maquette de transition permettant de faire varier facilement tous les paramètres au moyen d'un jeu de pièces interchangeables.

L'adaptateur (figure 6).

L'adaptateur rassemble le support mécanique du tube, de la bobine et des aimants de focalisation, et les guides plats. Ces guides sont reliés à un tube qui sert de logement pour le TOP. Ce tube est assez petit pour que les modes guidés non ralentis ne puissent pas s'y propager.

La bobine est mobile et son déplacement permet de compenser un léger décentrement éventuel des éléments du tube. Afin de pouvoir mesurer le courant qui tombe sur l'hélice, celle-ci, qui est au potentiel de la masse, en est cependant isolée.

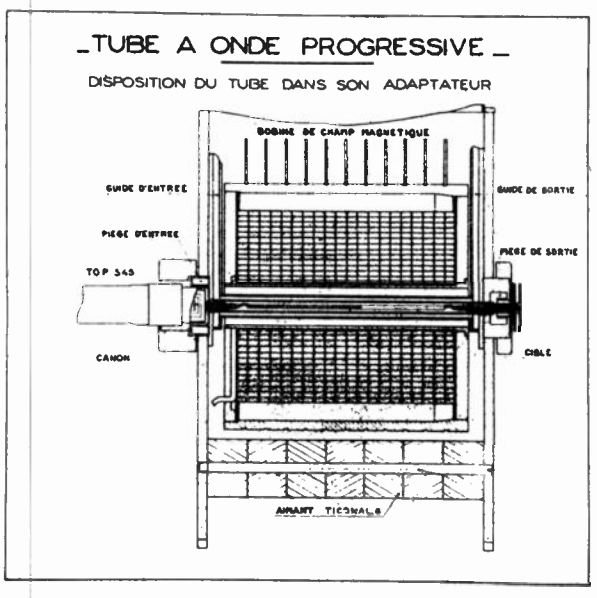


FIG. 6. — Le tube S-45 dans son adaptateur.

Fabrication du tube.

I. TECHNOLOGIE.

La réalisation du TOP 4,5 cm défini dans les paragraphes précédents a nécessité la mise en œuvre de toutes les ressources de la technologie des tubes à vide verre métal, ainsi que la mise au point de procédés nouveaux pour la fabrication de certaines pièces délicates, par exemple la ligne à retard hélicoïdale. Nous allons décrire brièvement la technique d'exécution des trois sous-ensembles fondamentaux : l'hélice, l'enceinte et le canon à électrons.

1º HÉLICE : La ligne à retard est constituée par une hélice en fil métallique de 15/100 de mm de diamètre au pas de 30/100 bobiné sur une âme de 1 mm de diamètre. La première difficulté à vaincre a été la soudure correcte et solide des 2 tronçons de fil molybdène et fer, problème qui n'a été bien résolu que lorsque nous avons possédé une soudeuse électrique en bout des Ets Dupuy. Le bobinage du fil d'hélice s'effectue sur une âme en molybdène (Ø 1) avec un tour très précis, le fil étant tendu verticalement par un système poulie-contre-poids qui assure une tension parfaitement constante au cours de l'opération. Une vérification de l'uniformité du pas au microscope d'atelier permet d'éliminer les hélices irrégulières. L'hélice dégraissée et nettoyée chimiquement est alors enrobée dans un tube calibré de section triangulaire. Ceci nous amène à décrire le procédé mis au point au C.N.E.T. par le regretté M. KUHNER (1) pour le calibrage à quelques /100 de mm près de la section intérieure (cylindrique ou polygonale) des tubes de verre fournis par les verreries.

L'appareil qui permet cette opération est schématisé fig. 7. Il comprend sur un support 1 un banc vertical 2 sur lequel glisse un chariot 3 entraîné par une vis-mère 4 commandée par le moteur électrique 5 à réducteur et dont la vitesse variable (moteur universel) est commandée par un rhéotor. Sur le chariot est monté un four électrique 6 constitué par une hélice en fil de nichrome placée à l'intérieur d'un tube de quartz ouvert aux deux bouts. La température de ce four, de l'ordre de 700 à 800ºC est réglable par un autre rhéotor.

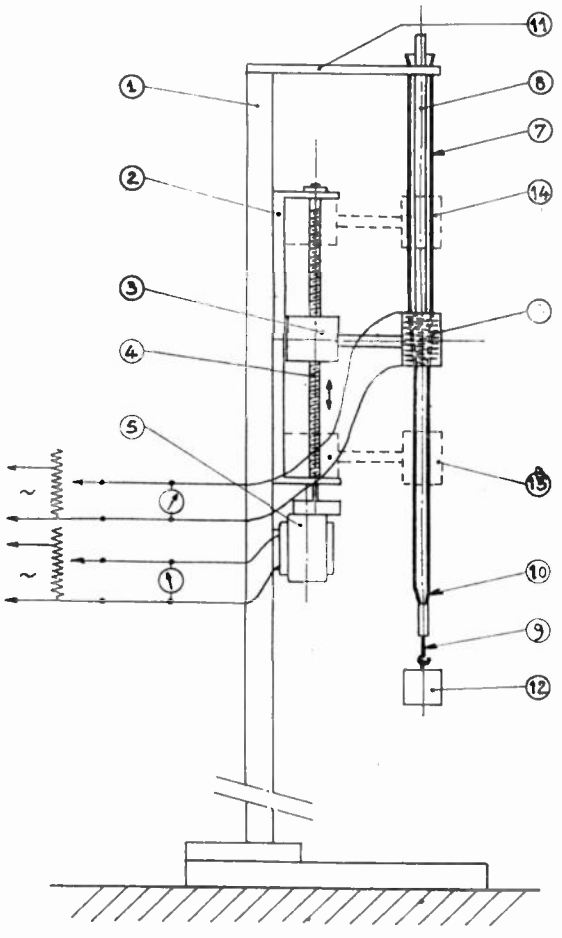


FIG. 7. — Schéma de l'appareil à calibrer les tubes de verre.

On enfile dans le tube de verre à calibrer 7, qui a un diamètre intérieur légèrement supérieur à celui désiré, un mandrin 8 en acier poli parfaitement rectiligne et recouvert d'aquadag pour éviter le collage du verre pendant le calibrage. Le mandrin 8 est terminé à une extrémité par un crochet 9 et le tube de verre est collé par fusion au chalumeau dans la rainure 10. L'autre extrémité du tube de verre, préalablement évasée est accrochée à la fourche 11 fixée au sommet du support 1 et un poids approprié 12 est suspendu au crochet 9 du mandrin 8. Le four qui a été préalablement chauffé à la température désirée est à ce moment situé à la partie inférieure du banc (en 13). Dès que la température du verre est telle que le tube 7 commence à s'étirer sous l'action du poids 12, on met en route le moteur 5 à la vitesse voulue. Le chariot porte-four monte alors lentement (entre 5 et 10 cm/minute selon les cas) et le verre s'étire progressivement en venant épouser la forme du mandrin 8. Quand le four arrive en haut du banc (en 14) on arrête l'opération. On laisse refroidir et

(1) Brevet français nº 684.223, du 25-1-55.

on retire le mandrin après avoir cassé le verre en (10). Il sort facilement du fait que le coefficient de dilatation du mandrin (acier : 130×10^{-7}) est plus élevé que celui du verre utilisé (verre $Mo = 50 \times 10^{-7}$) et que l'aquadag a évité le collage.

Le procédé est applicable à l'obtention de tubes cylindriques calibrés de tous diamètres même très petits (Ø 1 mm) et également à celle de tubes de section polygonale, en particulier triangulaire. Toutefois, pour ces derniers on éprouve une certaine difficulté à sortir un mandrin en acier après l'opération. Il est préférable d'utiliser dans ce cas un profilé en laiton pour lequel l'écart de coefficient de dilatation avec le verre est encore plus grand et que l'on peut étirer facilement pour réduire sa section et en faciliter l'extraction.

Le réglage des 3 paramètres : Température du four, vitesse de translation du four, poids accroché au mandrin est fait empiriquement pour chaque diamètre ou forme de tube.

La fabrication du T.O.P. S-45 C.N.E.T. utilise deux types de tubes calibrés par le procédé ci-dessus :

1° un tube cylindrique de diamètre 6 mm $\pm$ 0,02 qui constitue la partie de l'enceinte qui relie l'embout d'entrée à celui de sortie ;

2° un tube de section triangulaire équilatérale de 2,2 mm de coté qui permet d'enrober l'hélice suivant 3 génératrices à 120° à l'aide de l'appareil représenté fig. 8. Celui-ci comporte essentiellement 3 mors chauffants 1 (par résistance électrique 2), mobiles radialement simultanément à l'aide d'un système mécanique à rampes en spirale 3.

L'hélice 4 bobinée sur mandrin et entourée d'un tube triangulaire calibré est introduite au centre de l'appareil et chauffée également par effet Joule jusqu'à ce que le verre soit plastique. On serre alors les mors chauds de façon à enrober le fil d'hélice dans le verre du tube et ceci seulement sur 3 génératrices à 120°. L'opération se passe en atmosphère neutre (forming-gaz ou argon) pour éviter l'oxydation de l'hélice.

Après refroidissement on coupe l'hélice de longueur (120 mm) avec un fil chaud en platine et on retire l'âme en molybdène.

Les caractéristiques hyperfréquences de l'hélice (atténuation, vitesse de phase, dans le fer et dans le molybdène) sont alors enregistrées par l'appareil photographié fig. 5.

Enfin on soude 2 séries de 3 petites boules de verre à 20 mm des deux extrémités. Ces boules serviront à immobiliser l'hélice au cours de la fabrication du tube (voir plus loin).

L'hélice est mise sous vide dans un petit tube de verre et conservée ainsi jusqu'à son utilisation, ceci pour éviter l'oxydation du fil de fer constituant une partie de l'hélice.

2° Enceinte. — La recherche d'un rendement hyperfréquence maximum par limitation des fuites H.F. conduit à assurer la continuité électrique parfaite de toutes les surfaces parcourues par les courants hyperfréquences. De ce fait, la technologie du tube comporte un certain nombre de scellements verre-métal réalisés soit au chalumeau soit par chauffage haute-fréquence. Différents types de technologies ont été essayées avant d'aboutir à celle adoptée pour le T.O.P. S-45 qui est représenté fig. 1.

Les divers sous-ensembles de l'enceinte, qui sont assemblés sur le touret schématisé fig. 9 sont :

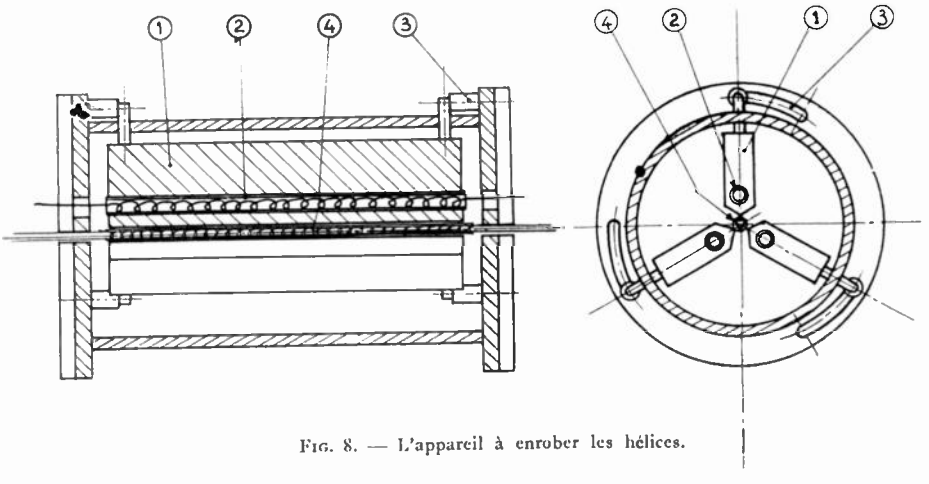


Fig. 8. — L'appareil à enrober les hélices.

1° la boîte à canon A en Dilver P avec embout d'entrée E_1 en molybdène doré brasé à l'or ;

2° l'ensemble embout de sortie E_2, en molybdène doré, espaceur en alumine, cible C en molybdène doré préalablement assemblés par collage à la poudre de verre fondue ;

3° la ligne à retard hélicoïdale B décrite plus haut ;

4° le tube de verre calibre D de 6 mm intérieur.

Toutes ces pièces sont alignées sur une broche F en tungstène de 1 mm de diamètre, la boîte à canon, et l'ensemble cible étant fixés chacun sur une des poupées synchrones du touret (fig. 9).

La soudure électrique d'une extrémité de l'hélice (molybdène) à l'embout de sortie a été faite avant mise en place sur le touret. La soudure électrique de

l'autre extrémité (fer) à l'embout d'entrée est faite après mise en place de toutes les pièces sur le touret, en faisant coulisser momentanément le tube de verre de 6 mm sur la gauche pour démasquer la zone de soudure.

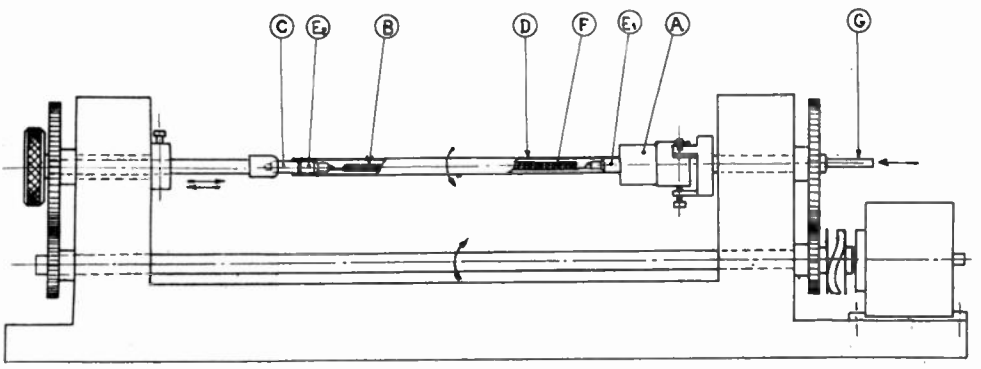


FIG. 9. — Montage de tube sur le touret.

Une arrivée d'argon *G* par l'axe de la poupée côté boîte à canon permet de limiter l'oxydation des surfaces métalliques intérieures à l'enceinte au cours de l'exécution des scellements des embouts et de la cible avec le tube de 6 mm. Ces scellements sont réalisés au chalumeau à main pendant que le touret tourne à environ 1/2 tour seconde. On procède au cours de la même opération à l'immobilisation de l'hélice en scellant sur le tube de 6 mm les 2 séries de 3 boules préalablement soudées au tube de verre triangulaire enrobant l'hélice. Ces scellements sont soigneusement recuits en flamme molle pour éviter les fêlures ultérieures, Après refroidissement cette préenceinte est montée sur un support vertical avec le tube en verre de l'ampoule et on réalise le scellement de l'empoule avec la boîte à canon en H.F. dans une atmosphère d'argon. L'ensemble du tube est recuit à 500° et refroidi lentement. La fig. 10 montre les diverses pièces détachées constituant l'enceinte.

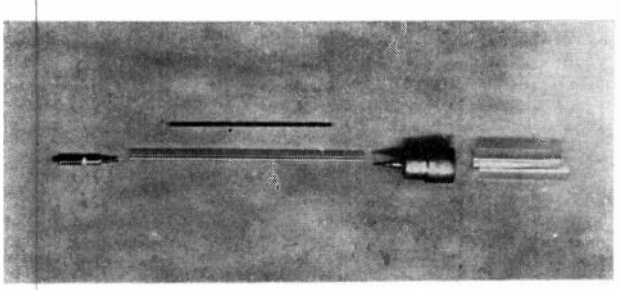


FIG. 10. — Pièces détachées de l'enceinte.

3° CANON A ÉLECTRONS : Ce canon du type tétrode schématisé fig. 2 est construit d'une façon classique en électronique. La cathode est constituée par un tube de nickel terminé par une pastille de nickel de forme concave sur laquelle est déposée la future couche émisive de carbonates alcalino-terreux. La chaufferette est un filament spiralé, bobiné en double hélice et isolé à l'alumine. Les deux anodes sont en nickel embouti. L'ensemble est monté sur deux micas circulaires entretoisés par des tiges de molybdène et le centrage des deux anodes et de la cathode par rapport à l'axe du système est vérifié au microscope. Le décentrage admis n'excède pas 2/100 de mm. Toutes les pièces composant le canon sont bien entendu soigneusement dégraissées et dégazées avant montage selon les rites bien connus du fabricant de tubes électroniques.

L'ensemble du canon est monté sur un pied en verre à 5 passages qui comporte également le queusot de pompage du tube. La figure 11 montre les pièces

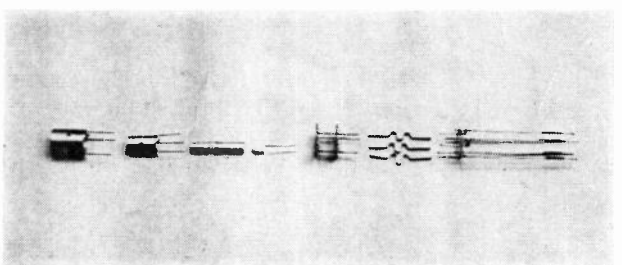


FIG. 11. — Pièces détachées du canon.

détachées entrant dans la constitution du canon à électrons. L'opération finale consiste à introduire le canon dans la boîte métallique de l'enceinte, ce qui assure le centrage parfait par rapport à l'hélice, et à raccorder au chalumeau le pied sur l'ampoule. On vérifie l'étanchéité de l'ensemble en y faisant un vide poussé. Après quoi le tube est prêt à être pompé.

II. POMPAGE.

Le tube est soudé verticalement, canon en bas, sur la station de pompage représentée (fig. 12). Cette station comporte un groupe de pompage automatique classique (pompe primaire à palette, pompe secondaire à diffusion à vapeur d'huile et accessoires) dont le vide limite a été porté de 10^{-6} à 10^{-7} mm de Hg par l'adjonction d'un piège de vapeur d'huile à charbon actif. Ce vide est mesuré par une jauge de Penning dégazable (améliorée au C.N.E.T. : voir *Le Vide* n° 44, mars 1953). Un statif tripode reposant sur la table comportant un chariot à crémaillère et des supports à contrepoids pour

l'étuve et la bobine de champ magnétique, permet d'effectuer les diverses opérations de pompage avec un maximum de sécurité, de précision et de commodité.

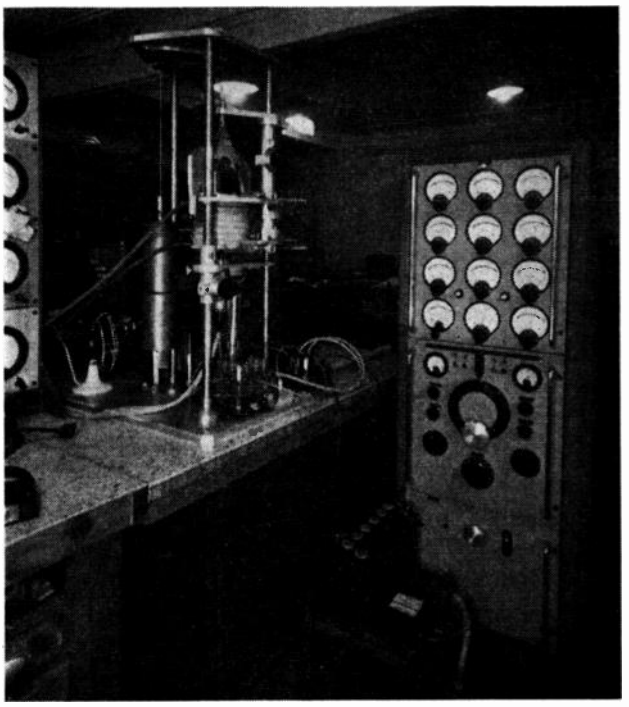


FIG. 12. — Le banc de pompage.

Lorsque l'installation de vide fonctionne (pompe à diffusion amorcée), le tube est tout d'abord étuvé à 450° pendant plusieurs heures jusqu'à ce que le vide tombe en-dessous de 10^{-6} mm de Hg.

Après refroidissement on procède à la formation de la cathode selon des normes à peu près classiques : Montée progressive en température jusqu'à 1 000° C (10 à 15 minutes). Mise en débit en diode et retour progressif à la température de fonctionnement normale 800° C. On laisse débiter environ 1 heure en diode (10 mA) pour former et stabiliser la cathode.

On coiffe alors le tube avec la bobine de champ magnétique dont l'orientation est réglable à l'aide de 4 têtes de palmer. Ces têtes agissent sur chacune des extrémités de la bobine dans deux plans orthogonaux, passant par l'axe du tube. Les diverses électrodes : cathode, anode 1, anode 2, boîte à canon (A_3) et cible sont reliés à une chaine potentiométrique aux bornes de laquelle on applique une tension continue régulée (tension entre K et A_3) que l'on augmente progressivement. Au fur et à mesure on corrige les tensions de A_1 et A_2, l'orientation de la bobine de champ magnétique et la valeur de ce champ de façon à ne jamais dépasser 2 mA dans A_3 afin de ne pas risquer la destruction du fil d'hélice par bombardement électronique. Si le centrage du tube est correct on doit obtenir approximativement les valeurs suivantes :

$U_{A_1} = 50$ V $U_{A_2} = 750$ V $U_{A_3} = U$ cible $= 1\,500$ V

$I_{A_1} < 100$ µA $I_{A_2} < 100$ µA $I_{A_3} = 1$ à 1,5 mA

I cible $= 15$ mA.

Champ de l'ordre de 1 000 Oersteds.

On poursuit ce « bombardement » électronique pendant quelques heures de façon à bien dégazer

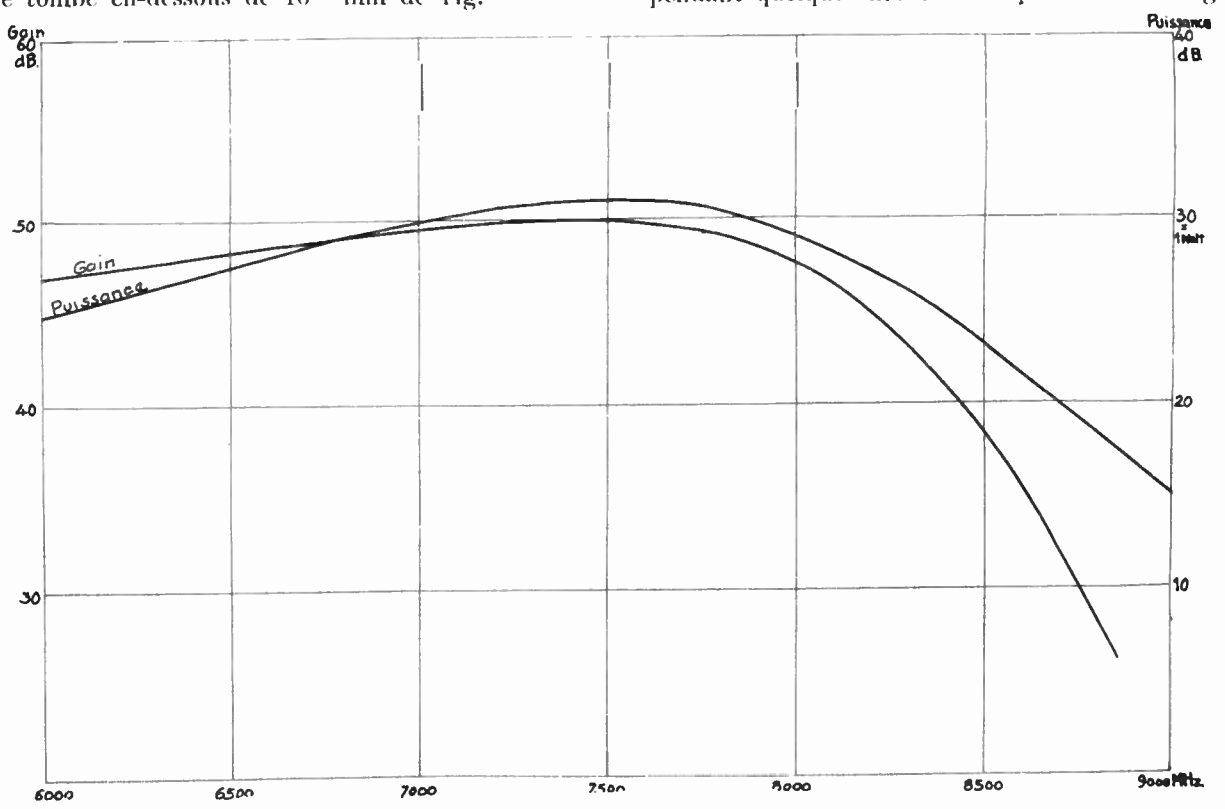


FIG. 13. — Gain et puissance en fonction de la fréquence.

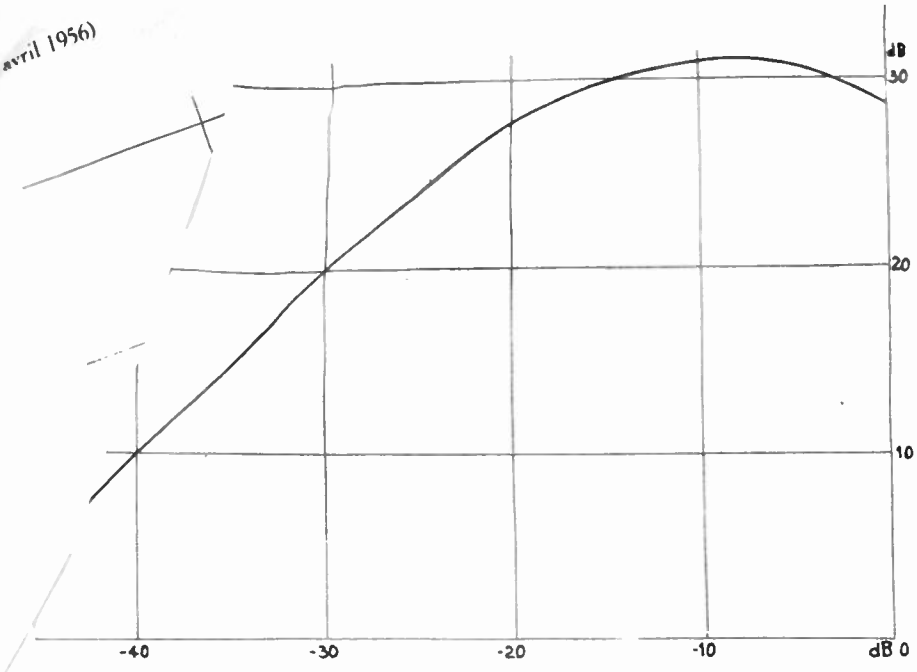


FIG. 14. — Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée.

getter en fin de pompage, de 10^{-7} mm de Hg et enfin meau. Le culot métallique ctal est fixé sur la boîte de passer aux essais hyperfré-

fragile étant donné sa grande cké dans une boîte spéciale réa- ui soutient le tube élastiquement port sans risques.

Performances du tube S-45.

Le gain de ce tube est supérieur à 15 dB. Il varie peu avec la fréquence dans la bande 6 000 – 8 000 MHz avec cependant un maximum entre 7 000 et 7 500 MHz. Il varie rapidement avec l'intensité du courant cible, mais ce courant est pratiquement limité à 12 mA, si on veut éviter de faire chauffer la bobine de focalisation. Le courant cible en exploitation a été fixé à 10 mA.

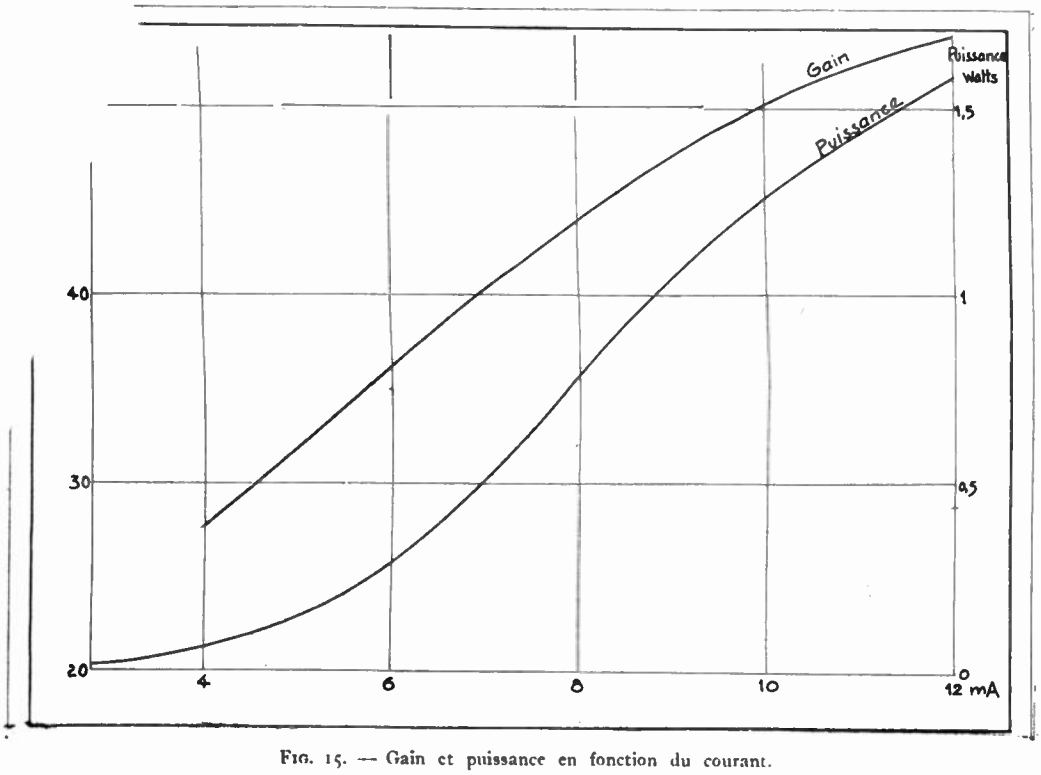


FIG. 15. — Gain et puissance en fonction du courant.

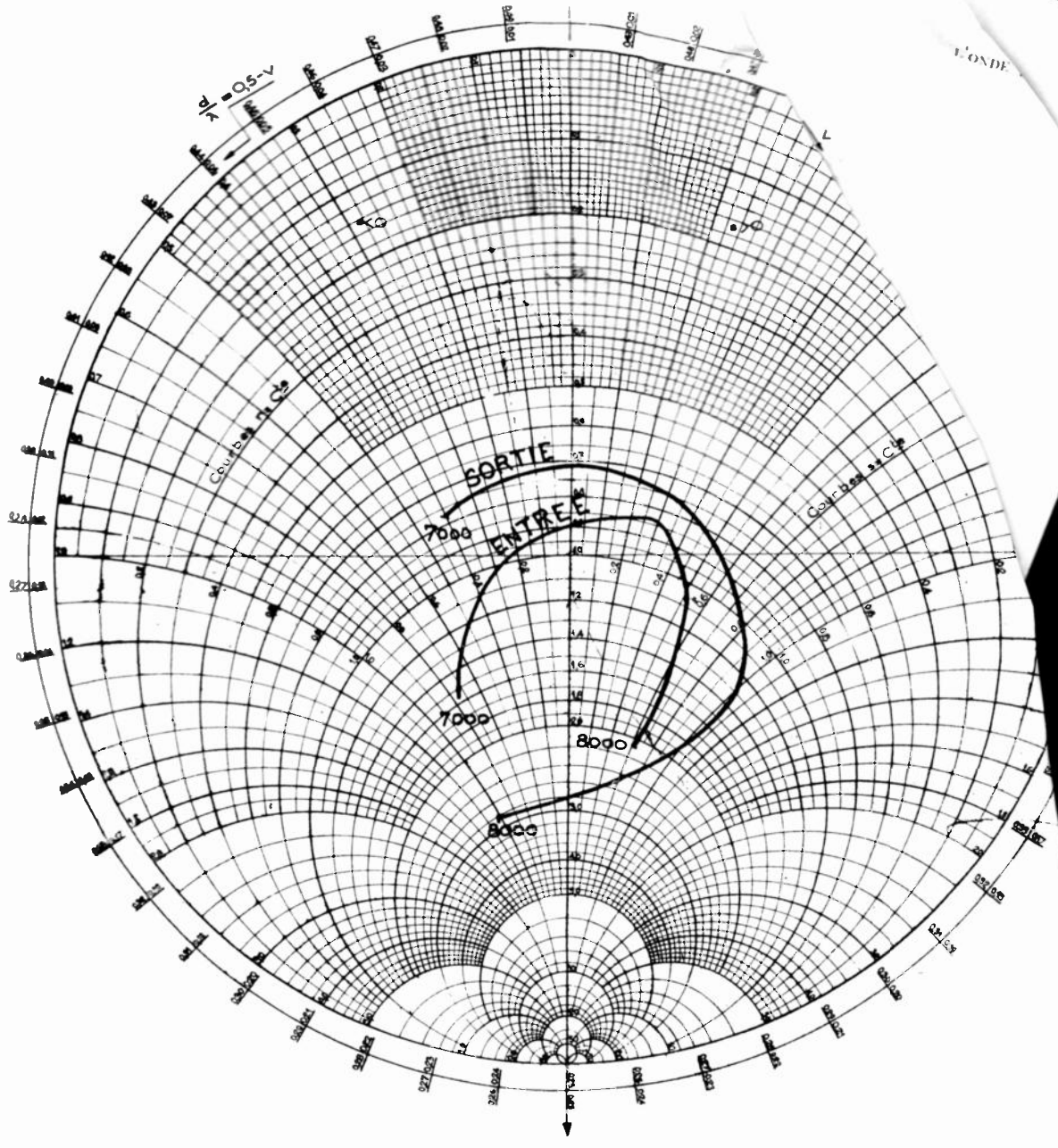


FIG. 16. — Adaptation du tube S-45.

La puissance de saturation dépasse 1 watt entre 7 000 et 7 500 MHz. Elle varie peu avec la fréquence, et moins vite que le gain en fonction de l'intensité du courant cible : le rendement en puissance à la saturation reste de l'ordre de 10 %. La saturation se produit pour des puissances à l'entrée de l'ordre de 0,3 mW en moyenne (figures 13 à 15).

La tension de fonctionnement est parfaitement indépendante de la fréquence. Elle varie d'un tube à l'autre, en raison de la difficulté de reproduction de l'enrobage de l'hélice. Mais cette tension peut être connue à 3 % près, par mesure des caractéristiques de l'hélice avant construction du tube, ce qui permet d'éliminer de la fabrication, les hélices dont la tension de fonctionnement est extérieure a l'intervalle défini par les normes de fabrication du tube.

Le taux d'ondes stationnaires du tube est inférieur à 3 dans la bande 7 000 – 8 000 MHz, ce qui permet d'obtenir un taux inférieur à 1,1 dans une bande de ± 10 MHz centrée autour de n'importe quelle fréquence de cette bande de 1 000 MHz (figure 16).

Les tubes en cours d'étude.

Le tube S-45 est un tube de laboratoire qui ne peut être construit en grande série. Il est fragile, trop long, son gain est largement supérieur au gain demandé. Ce tube exige une puissance élevée dissi-

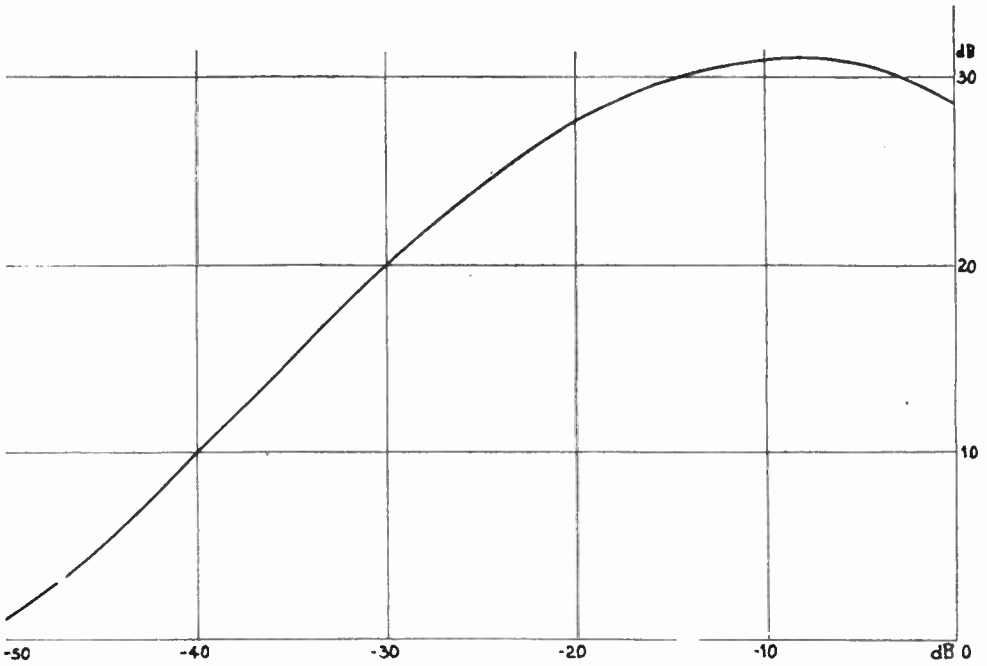


FIG. 14. — Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée.

le tube. On « flashe » le getter en fin de pompage, le vide étant alors voisin de 10^{-7} mm de Hg et enfin on scelle le tube au chalumeau. Le culot métallique terminé par une pastille octal est fixé sur la boîte de canon et le tube prêt à passer aux essais hyperfréquences.

Le tube est assez fragile étant donné sa grande longueur. Il est stocké dans une boîte spéciale réalisée au C.N.E.T. qui soutient le tube élastiquement et permet un transport sans risques.

Performances du tube S-45.

Le gain de ce tube est supérieur à 15 dB. Il varie peu avec la fréquence dans la bande 6 000 – 8 000 MHz avec cependant un maximum entre 7 000 et 7 500 MHz. Il varie rapidement avec l'intensité du courant cible, mais ce courant est pratiquement limité à 12 mA, si on veut éviter de faire chauffer la bobine de focalisation. Le courant cible en exploitation a été fixé à 10 mA.

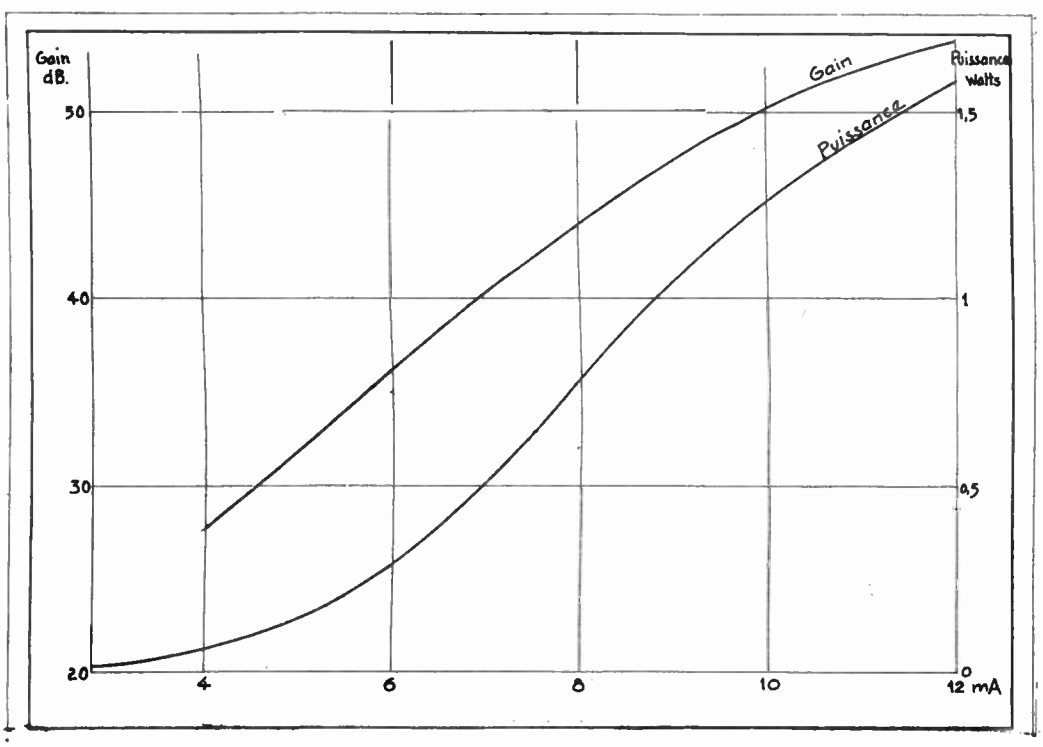


FIG. 15. — Gain et puissance en fonction du courant.

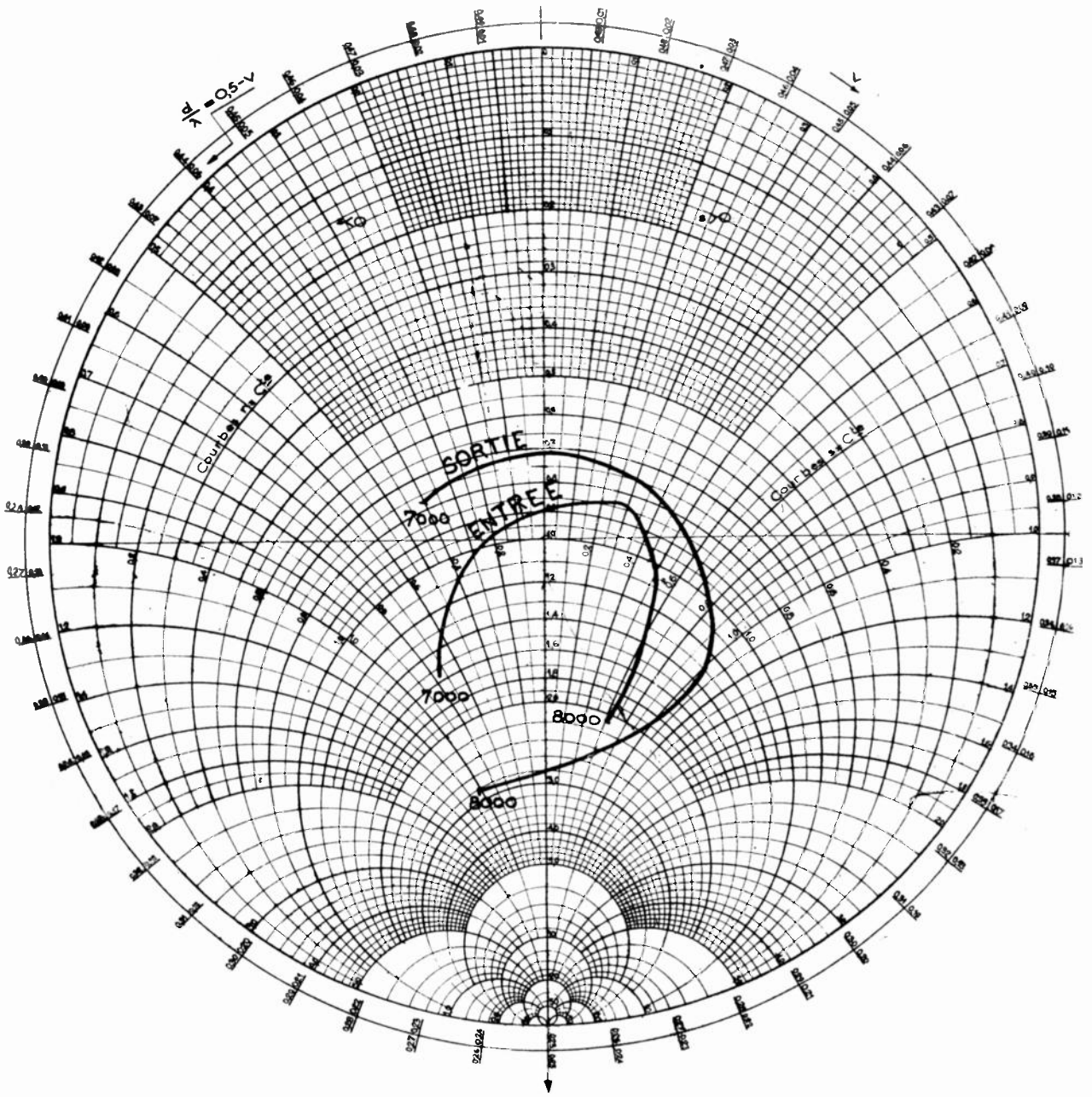


FIG. 16. — Adaptation du tube S-45.

La puissance de saturation dépasse 1 watt entre 7 000 et 7 500 MHz. Elle varie peu avec la fréquence, et moins vite que le gain en fonction de l'intensité du courant cible : le rendement en puissance à la saturation reste de l'ordre de 10 %. La saturation se produit pour des puissances à l'entrée de l'ordre de 0,3 mW en moyenne (figures 13 à 15).

La tension de fonctionnement est parfaitement indépendante de la fréquence. Elle varie d'un tube à l'autre, en raison de la difficulté de reproduction de l'enrobage de l'hélice. Mais cette tension peut être connue à 3 % près, par mesure des caractéristiques de l'hélice avant construction du tube, ce qui permet d'éliminer de la fabrication, les hélices dont la tension de fonctionnement est extérieure à l'intervalle défini par les normes de fabrication du tube.

Le taux d'ondes stationnaires du tube est inférieur à 3 dans la bande 7 000 – 8 000 MHz, ce qui permet d'obtenir un taux inférieur à 1,1 dans une bande de $\pm$ 10 MHz centrée autour de n'importe quelle fréquence de cette bande de 1 000 MHz (figure 16).

Les tubes en cours d'étude.

Le tube S-45 est un tube de laboratoire qui ne peut être construit en grande série. Il est fragile, trop long, son gain est largement supérieur au gain demandé. Ce tube exige une puissance élevée dissi-

pée dans la bobine de focalisation. Son adaptation est assez difficilement reproductible. On a donc cherché à construire des tubes moins longs, moins fragiles, moins coûteux.

Le tube S-48, est plus court et son enceinte de verre a un diamètre plus grand. Son embout d'entrée est formé d'une plume sur laquelle, on soude l'extrémité de l'hélice, renforcée par un tube de nickel de diamètre extérieur 0,1 mm. Son embout de sortie est basé sur le même principe. Sa cible est plus grosse et comporte un collecteur d'électrons secondaires qui permet d'abaisser le potentiel de la cible et de dissiper moins d'énergie sur cette cible. Ce tube S-48 comporte un scellement verre métal sur l'embout d'entrée trop petit, donc fragile. Par contre, il permet d'obtenir un taux d'ondes stationnaires inférieur à 1,5 dans la bande 7 000 – 8 000 MHz, donc inférieur à 1,1 dans une bande de 50 MHz de largeur centrée sur n'importe quelle fréquence entre 7 000 et 8 000 MHz.

Le groupe « Tubes » du C.N.E.T. étudie actuellement un tube S-51 inspiré du S-48, dont l'embout d'entrée est plus long (scellement moins fragile) et dont la boîte de canon a un diamètre plus réduit.

Les essais actuellement en cours, tant au point de vue optique, focalisation magnétique, adaptation, gain, qu'au point de vue de la technique, doivent permettre de définir pour la fabrication en grande série, un tube S-52 tout verre, équipé d'un canon diode, dont le diamètre ne dépasse pas 10,5 mm sur toute la longueur (sauf le pied). L'adaptation de ce tube S-52 doit être analogue à l'adaptation côté cible du tube S-48. Ce tube étant plus court, son gain sera ramené à 30 dB environ, mais sa puissance de saturation sera la même que celle du tube S-45.

RÉCENTS DÉVELOPPEMENTS DANS LE DOMAINE DES TUBES « CARCINOTRON - O »[1]

PAR

P. PALLUEL

Département de Recherches « Electronique et Atomistique »
de la Compagnie Générale de T.S.F.

I. — **Introduction.**

L'application systématique des principes d'interaction entre ondes progressives et faisceaux d'électrons, mise en œuvre, à l'origine, dans les tubes amplificateurs T.P.O. et T.P.O.M., a été étendue depuis à la conception d'oscillateurs dits « à onde inverse » ou « Carcinotrons ».

Ces oscillateurs, dont l'existence fut révélée simultanément par R. Kompfner et B. Epsztein en 1952 [1] ont aussitôt paru appelés à jouer un rôle éminent dans la technique : grâce à une bande d'accord électronique de fréquence beaucoup plus étendue que celle des tubes antérieurement connus, l'utilisation de ces tubes est en effet capable d'apporter d'importants perfectionnements tant dans le domaine des générateurs de laboratoire que dans les applications aux systèmes de télécommunications et de radars

De nombreux modèles de tubes ont été développés, surtout en France et aux Etats-Unis ; ils se groupent en deux types, désignés ici sous les noms de C.O. et C.M. suivant leur parenté avec les amplificateurs, c'est-à-dire d'après le mécanisme de prélèvement de l'énergie utile à la source continue. Une énumération détaillée des publications qui leur ont été consacrées deviendrait rapidement incomplète en raison des développements intensifs en cours. Les principes de fonctionnement et de nombreux exemples de réalisations peuvent être trouvés dans les travaux de R. Kompfner et N.T. Williams [2], R. Warnecke, P. Guénard, O. Doehler, B. Epsztein [3] à [8], L.R. Walker [9], H. Heffner [10], J.R. Pierce [11], H.R. Johnson [12], R.W. Grow et D. A. Watkins [13], P. Palluel et A.K. Goldberger [14], etc...

L'étude qui va suivre est limitée au domaine des « Carcinotrons O », tubes à puissance relativement faible et dont la réalisation pratique se rapproche de celle des amplificateurs T.P.O. Son but est de résumer le travail accompli par la Compagnie Générale de T.S.F. pour appliquer les conceptions fondamentales à la construction de tubes à très large bande d'accord électronique, maintenant réalisés sous une forme industrielle et couvrant l'étendue du domaine des ondes centimétriques.

En dehors de renseignements généraux propres à guider l'utilisateur, tels que l'énoncé des gammes couvertes et des performances des différents modèles, il a paru nécessaire d'effectuer une description d'ensemble des propriétés de tels tubes et d'analyser de façon plus détaillée certaines d'entre elles en raison de leur intérêt pratique. Cette analyse est rendue possible par l'accord satisfaisant constaté, sur les points essentiels, entre les caractéristiques théoriques et les résultats des mesures ; elle montre que les principes de base sont convenablement mis en œuvre dans les tubes techniques et fournit des données suffisamment précises pour le projet de tubes futurs répondant à des besoins très variés.

Les données théoriques utilisées sont extraites d'une théorie générale des tubes à propagation d'onde [7] à laquelle on voudra bien se référer pour la justification des relations fondamentales. Les évaluations relatives à l'effet des réflexions trouvent leur origine dans un travail non publié de P. Guénard et C. Berterottière [15].

L'auteur se fait un devoir d'associer à ce travail le personnel des laboratoires de recherches et des ateliers de développement de la Compagnie Générale de T.S.F., dont les efforts compétents et dévoués en ont permis l'accomplissement.

(1) Communication présentée à la Société des Radioélectriciens, en séance de section, le 21 décembre 1954.

II. Propriétés générales de l'oscillateur Carcinotron O.

Le fonctionnement du « Carcinotron » repose sur l'interaction, le long d'une ligne à retard, d'un faisceau d'électrons et d'une onde inverse, c'est-à-dire dont l'énergie se propage dans la direction opposée à celle du faisceau. Comme dans tous les tubes à propagation d'ondes, l'interaction n'est possible qu'au voisinage du synchronisme entre la vitesse du faisceau et la vitesse de phase de l'onde retardée. L'énergie initialement cédée par le faisceau le long de son parcours intervient à l'origine de ce parcours pour accroître la modulation initiale du faisceau et par suite la possibilité d'une nouvelle cession d'énergie. Le processus peut se développer jusqu'à l'apparition d'oscillations si certaines conditions sont remplies, en particulier si la longueur du parcours électronique et l'intensité du courant ont des valeurs suffisantes.

Il n'est fait appel, dans ce fonctionnement, à aucun mécanisme de couplage par réaction de l'onde, mais seulement à un couplage purement électronique. L'existence de réflexions aux extrémités du système peut modifier les conditions du couplage et par suite les éléments déterminant l'accrochage de l'oscillation, mais il est clair qu'aucune modification ne se produit si l'une au moins des extrémités de la ligne à retard est parfaitement adaptée ; si cette extrémité est celle vers laquelle le faisceau termine son parcours, la fréquence d'oscillation est insensible à la charge. L'effet du produit des réflexions terminales sera examiné de façon détaillée.

La possibilité d'interaction du faisceau avec une onde inverse résulte des propriétés des lignes à retard. La vitesse de phase est obtenue, à chaque fréquence, d'après la définition du déphasage existant sur la ligne entre éléments périodiques adjacents. Ce déphasage est défini à $\pm 2k\pi$ près ; la suite des modes correspondants, dits harmoniques d'espace, est représentée schématiquement Figure 1,

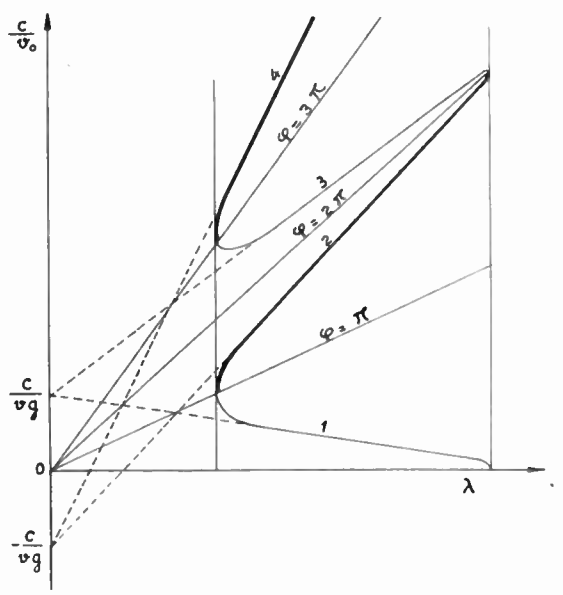


FIG. 1. — Harmoniques d'espace d'une ligne à retard. Les vitesses de phase et de groupe sont de signes contraires pour les modes 2,4, etc...

où il apparaît que la vitesse de groupe v_g et la vitesse de phase v_0 sont alternativement de même signe et de signes contraires, le premier cas correspondant à celui des amplificateurs et le second à celui des « Carcinotrons ». L'interaction sur l'un de ces modes dépend, à chaque fréquence, du choix de la vitesse du faisceau. Pour une onde inverse, l'opposition des signes de v_g et v_0 implique une ligne dispersive, c'est-à-dire la variation de la vitesse de phase avec la fréquence, et par suite la précieuse possibilité de commander celle-ci par variation de la vitesse du faisceau.

Une certaine valeur I_0 du courant est nécessaire pour obtenir l'accrochage. En termes usuels, l'existence de ce courant correspond, le long de la ligne de longueur L, à un certain gain $\gamma_0 L$ destiné à vaincre les pertes et à emmagasiner l'énergie nécessaire à la modulation de vitesse du faisceau et à sa conversion en modulation de densité. Comme dans le T.P.O., le gain s'écrit :

$$\gamma_0 L = \left(\frac{\Gamma_0^2 \Gamma_e R_c I_0 L^3}{4 V_0} \right)^{1/3}$$

$\Gamma_0 = \omega / v_0$ étant la constante de propagation de l'onde libre retardée, $\Gamma_e = \omega / v_e$ la constante correspondante pour la vitesse du faisceau, V_0 la tension d'accélération du faisceau et R_c une impédance caractérisant le couplage de l'onde et du faisceau en interaction. A l'accrochage, la théorie permet d'évaluer $\gamma_0 L = 1{,}97$.

Lorsque le courant I est supérieur à I_0, le gain est plus élevé et un excédent de puissance est cédé à la charge extérieure. L'énergie ainsi mise en jeu est prélevée sur l'énergie cinétique du faisceau ; par suite celui-ci est freiné et le maintien du synchronisme entraîne un glissement négatif de fréquence lorsque le courant augmente. C'est sur ce point que le mécanisme du « Carcinotron O » diffère essentiellement de celui du « Carcinotron M » où, grâce à la définition de la vitesse par le rapport d'un champ électrique et d'un champ magnétique constants, l'énergie est prélevée sur l'énergie potentielle du faisceau.

En ce qui concerne la définition de la fréquence d'oscillation à l'accrochage, l'application de la condition de synchronisme doit tenir compte du fait que le mécanisme de modulation du faisceau correspond à un retard de phase de l'ordre de π, correspondant au freinage du faisceau à l'accrochage et analogue à l'effet du transformateur de couplage dans un oscillateur triode. Le déphasage total étant défini à $2m\pi$ près, la relation entre la vitesse initiale du faisceau et la vitesse de phase de l'onde libre est :

$$(\Gamma_0 - \Gamma_e) L = (2m + 1)\pi = \Phi \qquad (1)$$

Φ étant beaucoup plus petit que les ΓL, v_0 et v_e restent très voisins. D'après (1) plusieurs fréquences peuvent être excitées à la même tension. Un calcul

exact montre que, pour les ordres $m = 0$ et $m = 1$, Φ prend les valeurs 3 et 10, tout à fait comparables aux valeurs π et 3π déduites du raisonnement. Le synchronisme optimum correspond à $m = 0$; pour les ordres supérieurs, le courant d'accrochage est donc plus élevé, il vaut $I_1 = 6{,}3\ I_0$ pour $m = 1$.

Des oscillations parasites ne peuvent donc apparaître que pour des valeurs suffisamment élevées du courant ; dans ce cas la charge d'espace peut apparaître au sein du faisceau. Son existence correspond à un freinage, c'est-à-dire à un accroissement de la constante Φ et par suite à une augmentation du courant d'accrochage et du rapport I_1/I_0.

Une description plus complète nécessiterait des calculs détaillés. Les notions précédentes suffisent à souligner les propriétés essentielles du système, qui vont être maintenant examinées de plus près par une comparaison des résultats de mesures et des évaluations calculées. Afin de connaître l'étendue du domaine où a été effectuée cette comparaison, le lecteur peut se reporter aux tableaux IV et IV bis résumant les caractéristiques des tubes soumis à l'examen.

III. — **Caractéristique fréquence-tension.**

L'étude expérimentale de la caractéristique fréquence-tension consiste principalement en une vérification de la relation (1), qui s'écrit pratiquement :

$$c/v_0 - c/v_e = \frac{\lambda}{2L} \qquad (2)$$

Le terme $\lambda/2L$ est petit devant les c/v de sorte que la caractéristique fréquence-tension mesure en première approximation la caractéristique de dispersion de la ligne. Pour les lignes interdigitales sans plafond ou à plafonds éloignés employées ici, la caractéristique de dispersion peut être calculée de façon simple, d'après le pas p de la ligne et la longueur l des doigts, en admettant que l'onde se propage à la vitesse de la lumière c dans les méandres compris entre les doigts. La caractéristique ainsi obtenue, correspondant à un mode fondamental inverse si l'on tient compte que, vue du faisceau, la phase s'inverse de π à chaque méandre, s'écrit :

$$c/v_0 = \frac{\lambda - 2(l + p)}{2p} \qquad (3)$$

Dans la suite la longueur $l + p$ sera exprimée de façon simplifiée par l. La figure 2 est une comparaison, utilisant des coordonnées réduites, entre la relation (3) et les valeurs $c/v_e = 506/\sqrt{v_0}$ déduites des caractéristiques fréquence-tension expérimentales relatives à 3 types de tubes couvrant les domaines 1 000-2 000, 2 000-4 000 et 8 000-11 000 Mc/s.

La concordance observée justifie à la fois les relations (2) et (3) dans un domaine de fréquences très étendu. Par suite elle autorise le projet, avec une précision suffisante, de tubes à lignes interdigitales tels que tous ceux qui sont décrits ici. De plus elle rend possible l'analyse de certaines propriétés particulières dont l'évaluation offre un intérêt pratique.

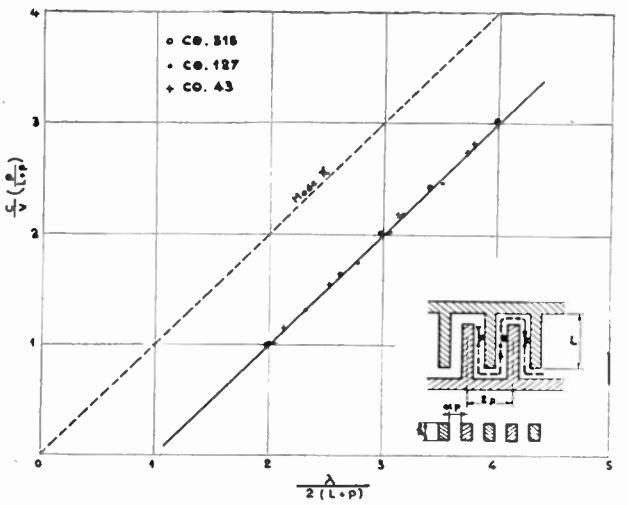


FIG. 2. — Tubes CO.315-CO.127-CO.43. Comparaison entre les caractéristiques de dispersion théoriques de lignes interdigitales (courbe en trait plein) et les caractéristiques déduites des courbes fréquence tension. Les coordonnées habituelles λ, c/v sont réduites aux valeurs

$$\frac{\lambda}{2(l+p)} \cdot \frac{c}{v} \cdot \frac{2p}{2(l+p)}$$

LINÉARITÉ DE LA CARACTÉRISTIQUE FRÉQUENCE-TENSION.

L'expression générale de la pente $\sigma = \dfrac{\Delta F}{\Delta V}$ de la caractéristique fréquence-tension est :

$$\sigma = \frac{15}{F} \frac{\Gamma_0^3}{\Gamma_0 - \Gamma_g}$$

les fréquences étant exprimées en Mc/s. $\Gamma_g = \omega/v_g$ est de signe opposé à Γ_0. Il est en principe possible d'obtenir une valeur constante de σ, c'est-à-dire un contrôle linéaire de la fréquence, dans une bande atteignant au maximum une octave. Toutefois il n'est pas connu de solutions pratiques simples à ce problème. Les lignes utilisées le plus couramment (à hélices et interdigitales) sont telles que c/v_0 varie linéairement avec λ dans un très large domaine, de sorte que la caractéristique fréquence-tension a l'allure représenté fig. 3 et que la linéarité ne peut être obtenue que dans une bande relativement étroite.

Dans le cas de la ligne interdigitale,

$$\sigma = \frac{1}{2.(1012\,p)^2} \frac{(c - 2l\,F)^3}{F}$$

Un intervalle de fréquences ΔF étant couvert dans un domaine de tension $V_0 - \Delta V$, $V_0 + \Delta V$, la fréquence centrale F_0 obtenue pour V_0 diffère de la moyenne des fréquences extrêmes d'une quantité δF et l'écart relatif de linéarité peut être défini par $\pm \frac{1}{2} \frac{\delta F}{\Delta F} = \pm \frac{c}{16 l} \cdot \frac{\Delta F}{F^2}$. Ainsi l'écart de linéarité d'un tube CO.127 dans une bande de 60 Mc/s autour de $F_0 = 3\,000$ Mc/s est de l'ordre de $\pm$ 0.4 Mc/s. Le produit lF varie du simple au double dans la gamme d'un même tube ; d'un modèle à l'autre il ne varie que de $\pm$ 10 % à la fréquence centrale ; par suite le défaut de linéarité est peu variable d'un bout à l'autre de la gamme de l'ensemble des tubes. Pour des tubes particuliers à bande relativement étroite il est possible de réduire simultanément la sensibilité et le défaut de linéarité. Il sera montré dans la suite comment ce défaut peut être corrigé ou aggravé d'après le module et la phase des réflexions terminales.

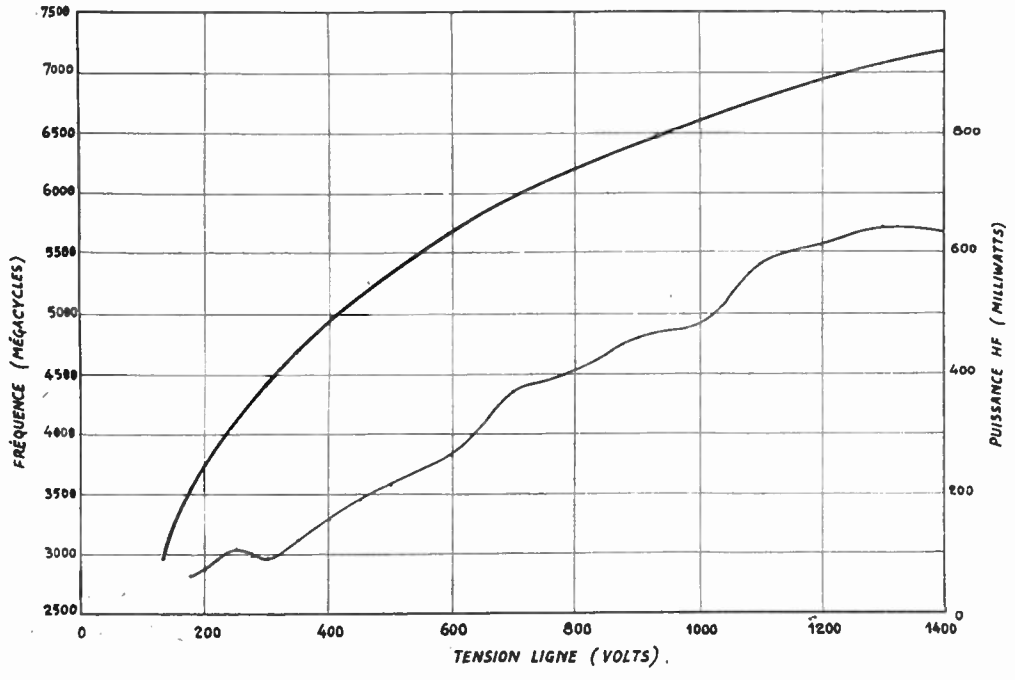


FIG. 3. — Tube CO.94. Caractéristiques fréquence-tension (courbe supérieure) et puissance-tension (courbe inférieure).

REPRODUCTIBILITÉ DE LA CARACTÉRISTIQUE FRÉQUENCE-TENSION.

La relation (3) permet d'examiner l'influence des variations des dimensions l et p sur la fréquence et par suite d'étudier l'effet des tolérances de construction sur la reproductibilité des tubes d'un même modèle. A une tension donnée, les variations de fréquence dues à des écarts systématiques Δl et Δp de la longueur des doigts et du pas sont :

$$\left(\frac{\Delta F}{F}\right)_l = -\frac{2l}{\lambda}\frac{\Delta l}{l} \; ; \; \left(\frac{\Delta F}{F}\right)_p = -\left(1 - \frac{2l}{\lambda}\right)\frac{\Delta p}{p}$$

λ est généralement de l'ordre de 4 à 8 l. A 3 000 Mc/s, le maintien d'un écart de fréquence inférieur à $\pm \frac{1}{2}$ % est assuré pour des écarts de l'ordre de 0,25 mm sur la longueur des doigts ou de 0,4 mm sur la longueur totale de la ligne. De tels écarts sont aisément tenus à l'usinage.

Le tableau I montre une statistique des écarts de fréquence observés, à trois valeurs de la tension ligne, sur 100 tubes CO.127. Ces écarts incorporent l'effet de l'erreur absolue de lecture du voltmètre, de l'ordre de plusieurs volts, et par suite responsasable de l'étalement de la dispersion constatée à 2 300 Mc/s en raison de la sensibilité σ élevée dans la partie basse fréquence de la bande.

TABLEAU I

		ÉCARTS DE FRÉQUENCE			
		0 à 10 Mc/s	10 à 20 Mc/s	20 à 30 Mc/s	> 30 Mc/s
Nombre de tubes	2 300 Mc/s	48	28	13	11
	3 000 Mc/s	74	21	4	1
	3 700 Mc/s	66	25	6	3

Dérive thermique.

Une variation de température produit une variation des dimensions l et p. Le mode de construction est tel que la température interne est pratiquement uniforme de sorte que la dérive thermique est de l'ordre de :

$$\left(\frac{\Delta F}{F}\right)_T = - k.\Delta T$$

k étant le coefficient de dilatation du métal utilisé, soit 17.10^{-6} pour le cuivre. Les fluctuations de fréquence dues aux variations de la température ambiante peuvent généralement être considérées comme négligeables. La dérive thermique à la mise en service est de l'ordre de 5.10^{-3} pour les régimes de dissipation maxima.

Fluctuations de fréquence dues aux sources.

Une fluctuation relative $\Delta V/V$ de la source produit une fluctuation relative de fréquence :

$$\Delta F/F = \frac{\sigma V}{F} .\Delta V/V$$

soit pour le tube à ligne interdigitale :

$$\Delta F/F = \frac{2 \text{ à } 3}{8} .\Delta V/V$$

On en déduit la stabilité minimum de la source pour une stabilité désirée de la fréquence. La stabilité de fréquence est liée d'autre part à celle du courant, comme il est indiqué plus loin, et la fluctuation correspondante est :

$$\Delta' F/F = - \eta . \frac{\sigma V}{F} . \Delta I/I,$$

η étant de l'ordre du rendement du tube.

Cette fluctuation diminue la précédente si ΔI et ΔV sont de même signe. ΔI est liée à la fluctuation de tension du canon, par exemple à celle de la tension de la grille-écran V_{g2}.

Il paraît donc possible si les tensions V_{g2} et V ont des stabilités cohérentes d'obtenir des fluctuations de fréquence très faibles pour des valeurs raisonnables de la stabilité des sources.

IV. — Caractéristiques d'accrochage.

Si la correspondance entre la fréquence et la tension par la condition de synchronisme est un effet général caractérisant tous les tubes à propagation d'onde, c'est la comparaison des courants d'accrochage calculés et mesurés qui est susceptible de fournir la vérification numérique la plus significative en ce qui concerne l'exactitude de la théorie. Son intérêt pratique est évident puisque le projet des tubes n'est possible que si l'écart observé est faible ou au moins interprétable.

Les estimations suivantes sont limitées au cas d'une charge d'espace négligeable. Celle-ci intervient par le facteur $\frac{\Omega_0 L}{v_e \gamma_0 L}$ ($\Omega_0 = \sqrt{\frac{e}{m} . \frac{\rho_0}{\varepsilon_0}}$ étant la pulsation de plasma) et son effet est très peu sensible lorsque $\frac{\Omega_0 L}{v_e \gamma_0 L}$ reste inférieure à 1,5 ; une valeur de cet ordre n'est atteinte, pour les tubes considérés, qu'à la limite inférieure de fréquence du tube CO.12.

La valeur calculée pour le courant d'accrochage : $I_0 = \frac{1 (\gamma_0 L)^3 V_0}{\Gamma_0^2 \Gamma_e L^3 R_c}$ contient l'impédance de couplage R_c du faisceau à la ligne. La valeur maxima de cette impédance, correspondant au cas idéal d'un faisceau infiniment mince rasant la ligne, peut être corrigée pour tenir compte de la forme et de la position du faisceau. Dans le cas d'une ligne à plafond éloigné et d'un faisceau plat d'épaisseur $2a$ dont le plan médian est à une distance d de la ligne, l'expression complète de R_c est :

$$R_c = \frac{Z_0}{(\Gamma_0 p)^2} \left[\frac{\sin}{\text{arc}} \left(\frac{\Gamma_0 \alpha p}{2}\right)\right]^2 . \frac{(1 - e^{-4\Gamma_0 a}) . e^{-2\Gamma_0 (d-a)}}{4 \Gamma_0 a .}$$

(voir figure 2 pour la définition de αp)

Pour les valeurs courantes des dimensions, l'approximation suivante convient :

$$I_0 = \frac{4 \pi^3 V_0}{Z_0 n^3} \frac{a}{p} e^{2\Gamma_0 (d-a)} \qquad (1)$$

n étant le nombre de doigts de la ligne.

Le choix des dimensions du faisceau peut faire varier I_0 dans des limites assez larges. Généralement $2 \Gamma_0 (d - a)$ est petit et peu variable dans la bande, de sorte que le courant d'accrochage est pratiquement proportionnel à la tension, ce qui est d'un grand intérêt pour la détermination de la caractéristique électronique du canon.

D'un modèle à l'autre, la section du faisceau diminue approximativement comme $1/F^2$ et la densité de courant est proportionnelle à F^2/n^3 ; d'autre part, l'impédance caractéristique Z_0 est du même ordre pour tous les modèles en raison des nécessités de l'adaptation à large bande. La similitude à effectuer, en fonction de la fréquence, sur les dimensions des doigts et du faisceau ne peut donc être appliquée à la longueur de la ligne sans un accroissement rapide de la densité de courant

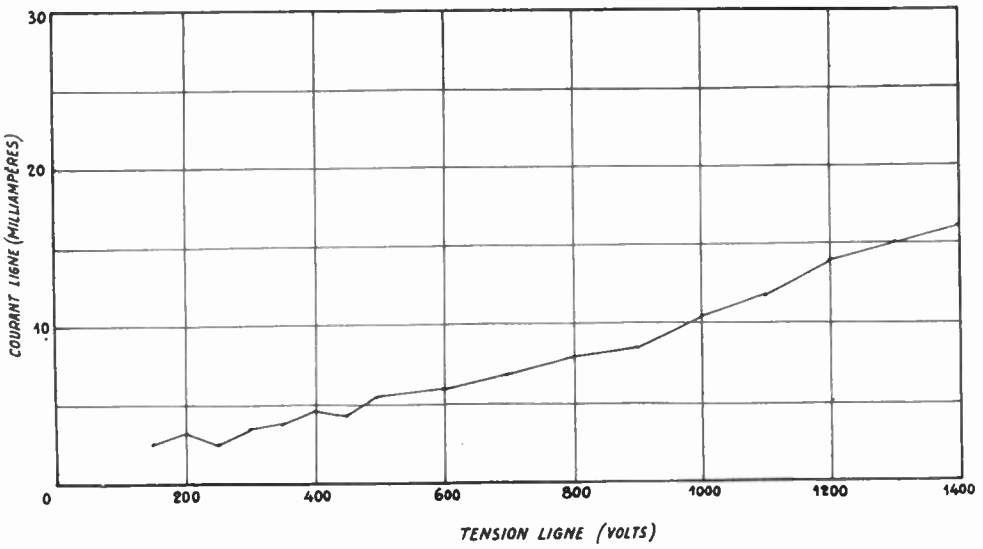


FIG. 4. — Tube CO.94. Courant d'accrochage.

sur la cathode. Aussi les tubes à fréquence très élevée ont-ils un nombre de doigts relativement grand et une plus forte densité de charge d'espace. Pour les tubes considérés, le nombre de doigts varie de 25 à 60.

Des exemples de caractéristiques d'accrochage sont donnés par les figures 4 et 5 relatives à des tubes CO.94 et CO.43. La proportionnalité à la tension est convenablement vérifiée. D'après la figure 5, la concordance entre les valeurs calculées et mesurées est très satisfaisante. En fait, l'évaluation théorique repose sur des hypothèses simples et néglige un certain nombre d'effets difficilement évaluables dont les principaux se rapportent à la forme réelle des trajectoires électroniques et à la possibilité d'une interaction résiduelle le long de la partie atténuée de la ligne ; certaines fluctuations observées de la valeur du courant d'accrochage dans la bande ne peuvent être expliquées uniquement par l'effet des réflexions, mais probablement par la présence de fuseaux successifs le long du faisceau. Il est néanmoins possible qu'une compensation partielle intervienne entre ces éléments ; pour l'ensemble des tubes, les valeurs moyennes expérimentales du courant d'accrochage sont en effet en bon accord avec les valeurs calculées, comme le montre le tableau II.

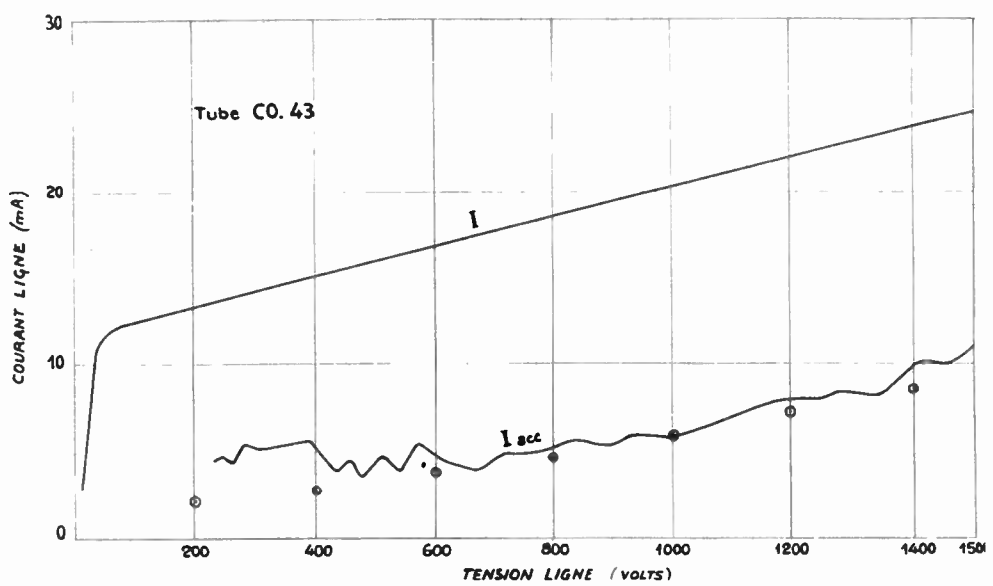


FIG. 5. Tube CO.43. Courant d'accrochage. Les points séparés sont les valeurs calculées. La courbe supérieure représente le courant de régime du tube.

TABLEAU II

TUBE	FRÉQUENCE	TENSION	I ACCROCHAGE		RENDEMENT D'INTERACTION	
			Mesuré	Calculé	Mesuré	Calculé
CO.315	1 800 Mc/s	700 V	17 mA	19 mA	12 %	10,5 %
CO.210	2 900 Mc/s	800 V	22 mA	22,8 mA	8 %	8,5 %
CO.119	4 200 Mc/s	1 000 V	16,8 mA	16 mA	6 %	6,9 %
CO. 94	6 500 Mc/s	1 000 V	11,4 mA	10 mA	4 %	4,4 %
CO. 63	9 000 Mc/s	1 000 V	8,2 mA	7,3 mA		3,8 %
CO.43	10 000 Mc/s	1 000 V	6,7 mA	6,2 mA		3,6 %
CO. 42	13 500 Mc/s	1 000 V	5 mA	4,4 mA	3 %	3,4 %

V. — **Fonctionnement au-delà de l'accrochage.**

Si un calcul relativement exact permet d'évaluer correctement la fréquence d'oscillation et le courant à l'accrochage, il n'existe pas de théorie complète décrivant le comportement du système lorsque le courant a une valeur plus élevée et que le tube délivre de l'énergie au circuit extérieur. Dans ce cas, il est nécessaire de tenir compte de l'expérience pour justifier certaines hypothèses relatives au mécanisme d'interaction.

La figure 6 montre, pour chacune des valeurs de la tension appliquée à la ligne, une croissante quasi-linéaire, dans un large domaine, de la puissance utile W avec le courant, c'est-à-dire un taux constant de transfert d'énergie du faisceau à l'onde. Il est logique de poser : $\Delta W = \eta \, . \, V_0 \, \Delta I$, où η a la dimension d'un rendement et exprime l'efficacité du mécanisme d'interaction.

La linéarité constatée est compatible avec l'hypothèse de la validité, bien au-delà de l'accrochage, d'une théorie linéaire admise dans le calcul des conditions d'accrochage ; le faible rendement du « Carcinotron O » justifie d'ailleurs l'application étendue d'un régime de petits signaux.

Dans ces conditions il est possible d'évaluer η. D'autre part, la cession d'énergie ΔW correspondant à l'accroissement de courant ΔI implique le freinage du faisceau, c'est-à-dire une diminution de la tension par rapport à la tension à l'entrée, définie par $I \, . \, \Delta V = - \eta \, . \, V_0 \, \Delta I$. Le maintien du synchronisme impose donc une variation de la fréquence avec le courant :

$$\frac{\Delta F}{\Delta I} = \frac{- \eta \, . \, \sigma V_0}{2 I}$$

Le rendement d'interaction peut s'exprimer de plusieurs façons :

$$\eta = \left(\frac{2 R_c}{R_0} \right)^{1/3} = \frac{4}{\Gamma_0 L} = \frac{2}{\pi N},$$

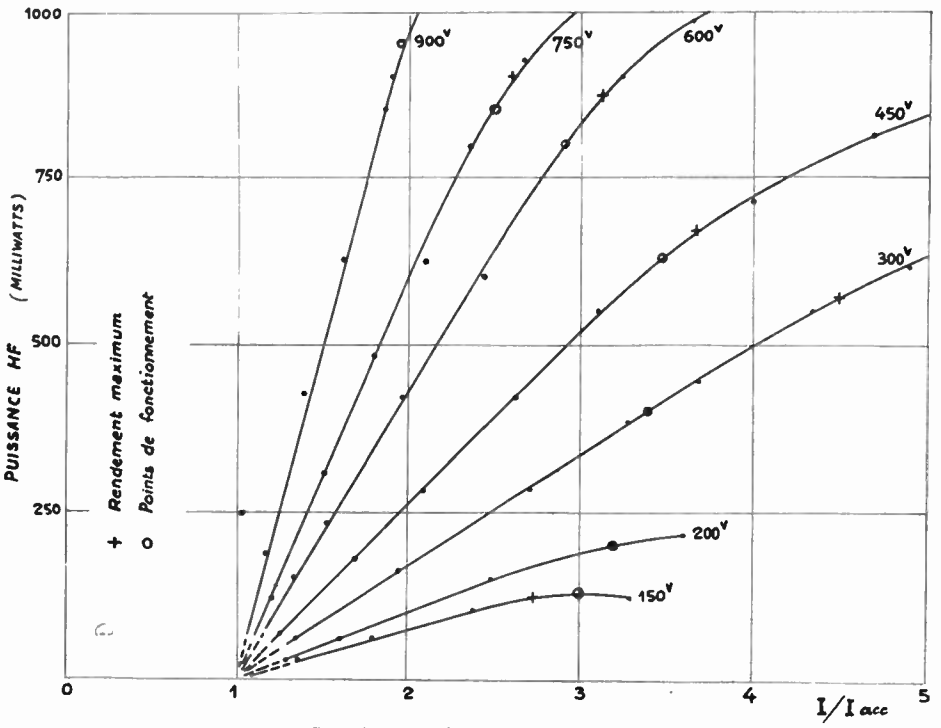


FIG. 6. — Tube CO.127. Variation,
à plusieurs valeurs de la tension, de la puissance utile avec le rapport I/I_0 du courant de régime au courant d'accrochage.

ou encore $\frac{4}{\pi n} \cdot \frac{1}{1 - \frac{2l}{\lambda}}$ pour la ligne interdigitale,

où R_0 est l'impédance du faisceau à l'accrochage et N le nombre de longueurs d'ondes retardées sur la ligne. Ces expressions indiquent comment varie le rendement d'interaction avec divers paramètres : une forte impédance de couplage et un courant élevé correspondent à une ligne courte et permettent d'accroître η. On constate d'autre part que, pour la ligne interdigitale, η varie peu dans la bande.

Finalement la puissance utile et la fréquence d'oscillation ont les expressions suivantes dans un domaine étendu des valeurs de I/I_0 :

$$W_I = \eta \cdot V_0 I_0 [I/I_0 - 1] \qquad (5)$$

$$F_I = F_0 - \frac{\eta \cdot \sigma V_0}{2} \text{Log}_n I/I_0 \qquad (6)$$

La figure 7 montre une comparaison satisfaisante entre les valeurs théoriques de η et les valeurs

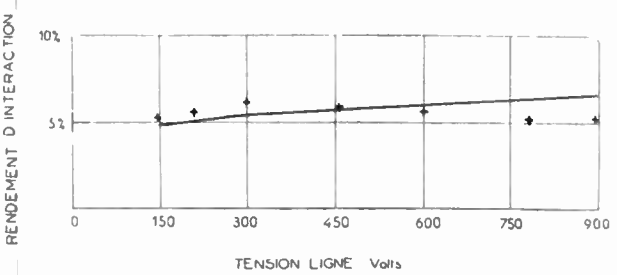


FIG. 7. — Tube CO.127. Valeurs calculées (courbe en trait plein) et mesurées (points séparés) du rendement d'interaction.

déduites de mesures des courants d'accrochage et des variations de puissance $\Delta W/\Delta I$. Une comparaison satisfaisante des valeurs du rendement est d'ailleurs constatée pour la plupart des modèles, d'après les résultats mentionnés dans le tableau II. Pour deux modèles de tubes, la variation de la fréquence avec le courant est également en accord avec la loi théorique (Fig. 8).

La linéarité de la caractéristique puissance-courant est valable, d'après l'expérience, pour des valeurs de I/I_0 atteignant plusieurs unités. Au-delà on observe (Figure 6) un fléchissement de la caractéristique, c'est-à-dire l'apparition d'une valeur maxima pour le rendement global $W/V_0 I$. Le point de fonctionnement peut être avantageusement choisi au voisinage de ce régime.

L'aspect de la variation de la puissance globale dans l'étendue de la bande du tube dépend de la valeur, à chaque tension, du rapport $\frac{I}{I_0}$. La forme de la caractéristique de puissance est donc définie à partir de la caractéristique d'accrochage par la caractéristique I,V du canon électronique, laquelle peut présenter des aspects divers selon l'arrangement des électrodes. On justifie plus loin l'intérêt d'une caractéristique du type tétrode ou pentode pour la réalisation de tubes à très large bande. Indiquons seulement ici que dans ce cas la puissance croît à peu près linéairement avec V lorsque $\frac{I}{I_0}$ est suffisamment grand dans toute la bande, comme

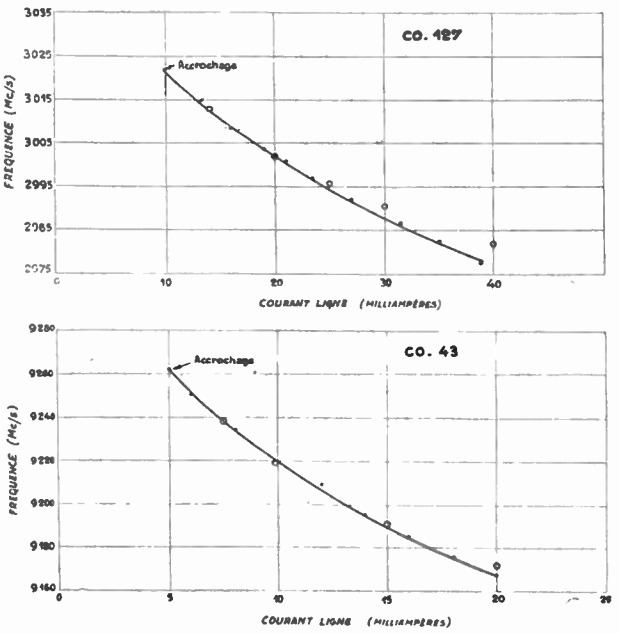


FIG. 8. — Tubes CO.127 et CO.43. Variations mesurées (courbes en traits pleins) et calculées (points séparés) de la fréquence d'oscillation avec le courant.

le montre par exemple la figure 3, relative à un tube CO.94. Cette loi peut être modifiée en agissant sur le niveau de I et sur sa variation avec V. Lorsque I varie peu avec V, il est posible d'après les relations (4) et (5), d'obtenir un maximum de puissance à la tension pour laquelle le courant I est de l'ordre de $2\,I_0$.

Un élément pratique intéressant est relatif à la possibilité de reproductibilité des caractéristiques de puissance. Le tableau III fournit dans les mêmes conditions de mesures que le tableau I, la statistique des écarts de puissance relevés sur 100 tubes CO.127. L'écart est inférieur à $\pm$ 2 dB pour la quasi

TABLEAU III

	ÉCARTS DE PUISSANCE HF				
		0 à 1 dB	1 à 2 dB	2 à 3 dB	> 3 dB
Nombre de tubes	2 300 Mc/s	60	24	12	4
	3 000 Mc/s	76	19	4	1
	3 700 Mc/s	79	17	3	1

totalité des tubes. Il peut être convenablement interprété en tenant compte des diverses variations possibles d'un tube à l'autre : courant d'accrochage, courant de régime, adaptation de la charge, imprécision des mesures de puissance.

Le glissement de fréquence ne joue aucun rôle dans le fonctionnement d'un tube modulé en fréquence ; la caractéristique fréquence-tension diffère, pour les régimes courants, d'environ 1 % de la caractéristique régnant à l'accrochage. Cet effet, permet, comme on l'a déjà signalé, d'agir sur le niveau des fluctuations de fréquence résultant de l'instabilité des sources. En modulation d'amplitude, par exemple sur les flancs d'une impulsion, il apparaît une modulation parasite de la fréquence, dont la correction est d'ailleurs possible.

VI. — **Effet des réflexions.**

On a souligné précédemment l'indépendance du fonctionnement à l'accrochage vis-à-vis de toute réflexion sur la charge extérieure si l'extrémité opposée de la ligne est parfaitement adaptée. Au-delà de l'accrochage l'indépendance de la fréquence se maintient en vertu de la condition de synchronisme, tandis que la valeur de la puissance utile est déterminée par la réflexion sur la charge extérieure.

La charge intérieure est généralement réalisée par un dépôt atténuant de longueur suffisante représentant l'impédance caractéristique de la ligne. Les imperfections de cette charge, ou des irrégularités de construction le long de la ligne, peuvent provoquer l'existence d'une réflexion que l'on représentera par son module r_L et sa phase Ψ_L. A l'autre extrémité de la ligne, la réflexion due à l'imperfection du transformateur de liaison et celle ramenée depuis la charge par la ligne extérieure déterminent une composante r_0, Ψ_0. Ces réflexions terminales interviennent par leur produit ρ qui, compte tenu de la longueur de la ligne, est caractérisé par le module $|\rho| = r_0 . r_L$ et la phase $\Psi = \Psi_0 + \Psi_L + 2\,\Gamma_0\,L$. En raison des variations généralement lentes, en fonction de la fréquence, des quantités r_0, r_L, Ψ_0, Ψ_L, il est possible d'estimer les composantes r_0, r_L par l'examen de la caractéristique d'adaptation, dont un exemple est donné figure 9, à une impédance connue.

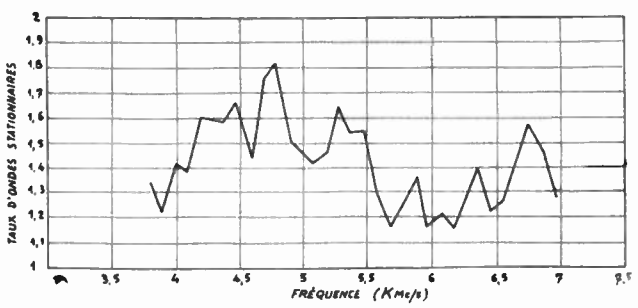


FIG. 9. — Tube CO.94. Caractéristique d'adaptation (taux d'ondes stationnaires obtenu avec une ligne de mesure d'impédance 50 ohms).

Un raisonnement simple permet de se représenter l'influence de petites valeurs de ρ. Si à une tension donnée, on fait varier la phase Ψ_0 en modifiant l'adaptation de la charge extérieure, la composante réfléchie est en phase ou en opposition de phase avec le signal principal lorsque $\Psi = 2\,k\pi$ ou $(2\,k + 1)\,\pi$: le signal principal est modifié par le facteur $1 \pm |\rho|$ et tandis que la fréquence est inchangée, les valeurs extrêmes du courant d'accrochage sont dans le rapport $\dfrac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|}$; le rapport des maximum et minimum du courant d'accrochage représente ainsi le taux d'ondes stationnaires équivalent au produit ρ. Lorsque $\Psi = (2\,k + 1)\,\pi/2$, le signal réfléchi est en quadrature avec le signal principal dont il modifie la phase, l'amplitude étant pratiquement inchangée ; par suite le courant d'accrochage n'est pas modifié, mais le maintien de la condition de synchronisme impose une variation de fréquence, proportionnelle à $|\rho|$, autour de la fréquence F_0.

Si les paramètres des réflexions terminales sont peu variables avec la fréquence, une variation de la tension fait varier Ψ par sa composante $2\,\Gamma_0 L$; les conditions ci-dessus se trouvent remplies successivement et se reproduisent périodiquement, de sorte qu'aux variations normales de F_0 et I_0 avec V_0 se superposent des fluctuations δF_0 et δI_0, proportionnelles à $|\rho|$ et en quadrature l'un par rapport à l'autre. En particulier la caractéristique $\sigma = \Delta F / \Delta V$ fluctue périodiquement.

Le calcul des conditions d'accrochage peut être effectué dans le cas de réflexions même importantes [7] [15] et est résumé par la figure 10 qui représente en fonction de $|\rho|$ et de Ψ les variations du courant d'accrochage et de la fréquence par l'intermédiaire des quantités :

$$\Phi = (\Gamma_0 - \Gamma_e)\,L$$

$$S = \left(\frac{R_c . \Gamma_0^2 . \Gamma_e\, L^3}{V_0}\right) I_0$$

Cette représentation confirme et étend les raisonnements ci-dessus. Le rapport des maximum et minimum du courant d'accrochage est égal à $\dfrac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|}$ dans de larges limites de variations de $|\rho|$. L'écart maximum de fréquence correspond à $\Delta\Phi = (\Gamma_e - \Gamma_g)\,L \cdot \dfrac{\delta F}{F} = \pm 2\,|\rho|$. Les mêmes écarts se reproduisent périodiquement à des intervalles de fréquences tels que $\Delta\Psi = 2\,\Gamma_g\,l \cdot \dfrac{\Delta F}{F}$

Pour la ligne interdigitale,

$$\frac{\delta F}{F} = \pm \frac{2\,|\rho|}{\pi\,n} \quad \text{et} \quad \Delta F \quad c\,2\,l\,n$$

La variation $\Delta\Phi/\Delta\Psi$ est maximum ou minimum et égale à $\pm \dfrac{2|\rho|}{1 \mp |\rho|}$ lorsque $\Psi = 2k\pi$ ou $(2k+1)\pi$; par suite σ fluctue entre les valeurs extrêmes :

$$\sigma_{\substack{min \\ max}} = \frac{\sigma_0}{1 \mp \dfrac{4|\rho|}{1 \mp |\rho|} \dfrac{\Gamma_g}{\Gamma_e - \Gamma_g}}$$

soit $\sigma_0 \left(1 \mp \dfrac{4\Gamma_g}{\Gamma_e - \Gamma_g} |\rho|\right)$ pour les petites valeurs de $|\rho|$.

Lorsque $|\rho|$ atteint $\dfrac{\Gamma_e - \Gamma_g}{\Gamma_e + 3\Gamma_g}$, valeur correspondant au changement de signe de σ, des effets d'hystérésis ou des discontinuités de fréquence peuvent survenir. Dans le cas des tubes considérés, un tel effet est pratiquement exclu.

Un exemple de la variation de σ est donné fig. 11 pour un tube CO.127. L'effet d'ensemble d'une réflexion ρ peut être représenté schématiquement comme l'indique la figure 12, qui montre l'aspect des variations simultanées de I_0, F_0 et σ lorsque, $|\rho|$ étant supposé constant, Ψ tourne par variation de la fréquence d'oscillation. On constate qu'il est possible, en modifiant la phase des réflexions, de placer le fonctionnement du tube dans une zone où la variation de σ est minima, et de compenser par un choix convenable de ρ (Ψ) le défaut de linéarité inhérent à la forme de la caractéristique de dispersion. Ceci est obtenu, par exemple, en réglant les conditions d'adaptation de la charge extérieure. La bande couverte dans ces conditions est de l'ordre de la moitié de la variation de fréquence correspon-

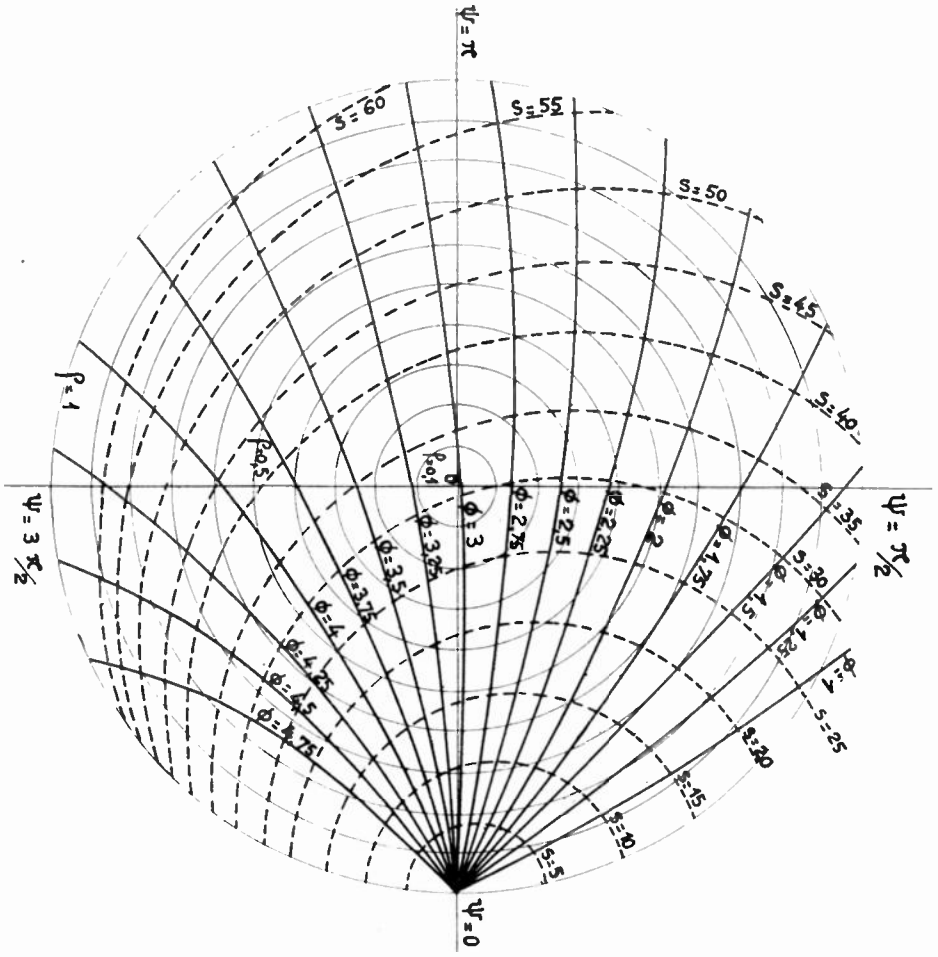


FIG. 10. — Variations de la fréquence et du courant d'accrochage, par l'intermédiaire des grandeurs Φ et S, en fonction du module $|\rho|$ et de la phase Ψ du produit des réflexions terminales.

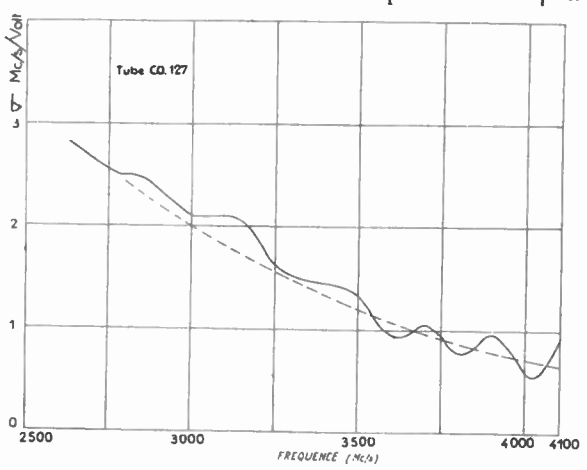


FIG. 11. — Tube CO.127. Variations de la sensibilité $\sigma = \dfrac{\Delta F}{\Delta V}$ due aux réflexions terminales (courbe pleine). La caractéristique calculée en l'absence de réflexions est représentée en traits discontinus.

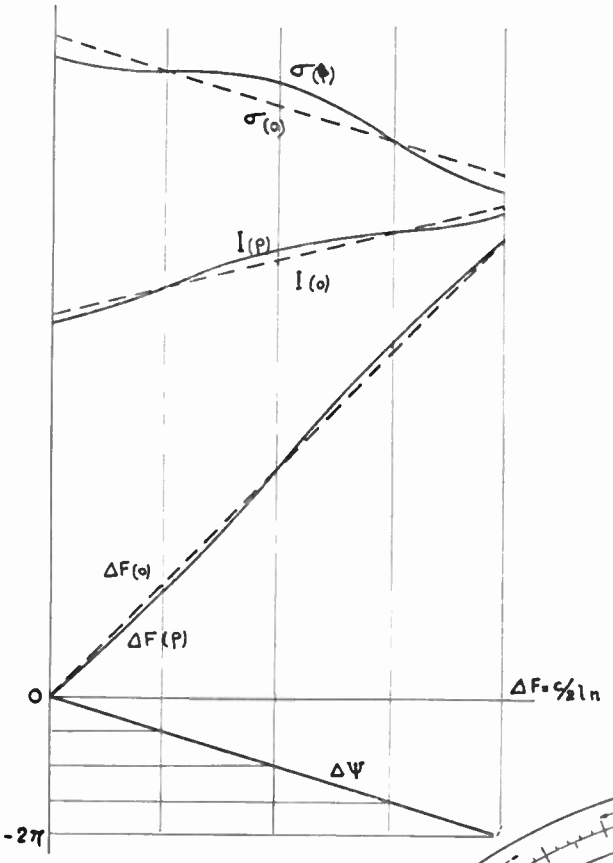


FIG. 12. — Représentation schématique des fluctuations de la fréquence, du courant d'accrochage et de la sensibilité pour une valeur donnée de ρ lorsque la phase Ψ tourne de 2π par variation de la fréquence d'oscillation.

dant à la périodicité ; elle est d'autant plus large que la ligne est plus courte. Sur la figure 11 une telle bande, de l'ordre de 5 %, est obtenue vers 3 000 Mc/s.

Une analyse plus détaillée montre que l'effet de la charge d'espace peut accroître l'effet des réflexions lorsque celles-ci sont importantes. Il est toujours possible de réduire le produit des réflexions en disposant une atténuation sur la ligne. Une perte totale de A nepers divise $|\rho|$ par e^{2A} et accroît le courant d'accrochage par $e^{A/2}$.

Diagramme de Rieke.

L'effet de l'adaptation de la charge extérieure sur les performances des tubes peut être représenté par un diagramme de Rieke, dont un exemple est donné figure 13 pour un tube CO.127.

Si les propriétés des terminaisons de la ligne sont connues, il est possible d'évaluer le produit des réflexions en ramenant à l'extrémité O de la ligne à retard les variations d'impédance présentées par la charge extérieure. Pour des variations supposées lentes, en fonction de la fréquence, des

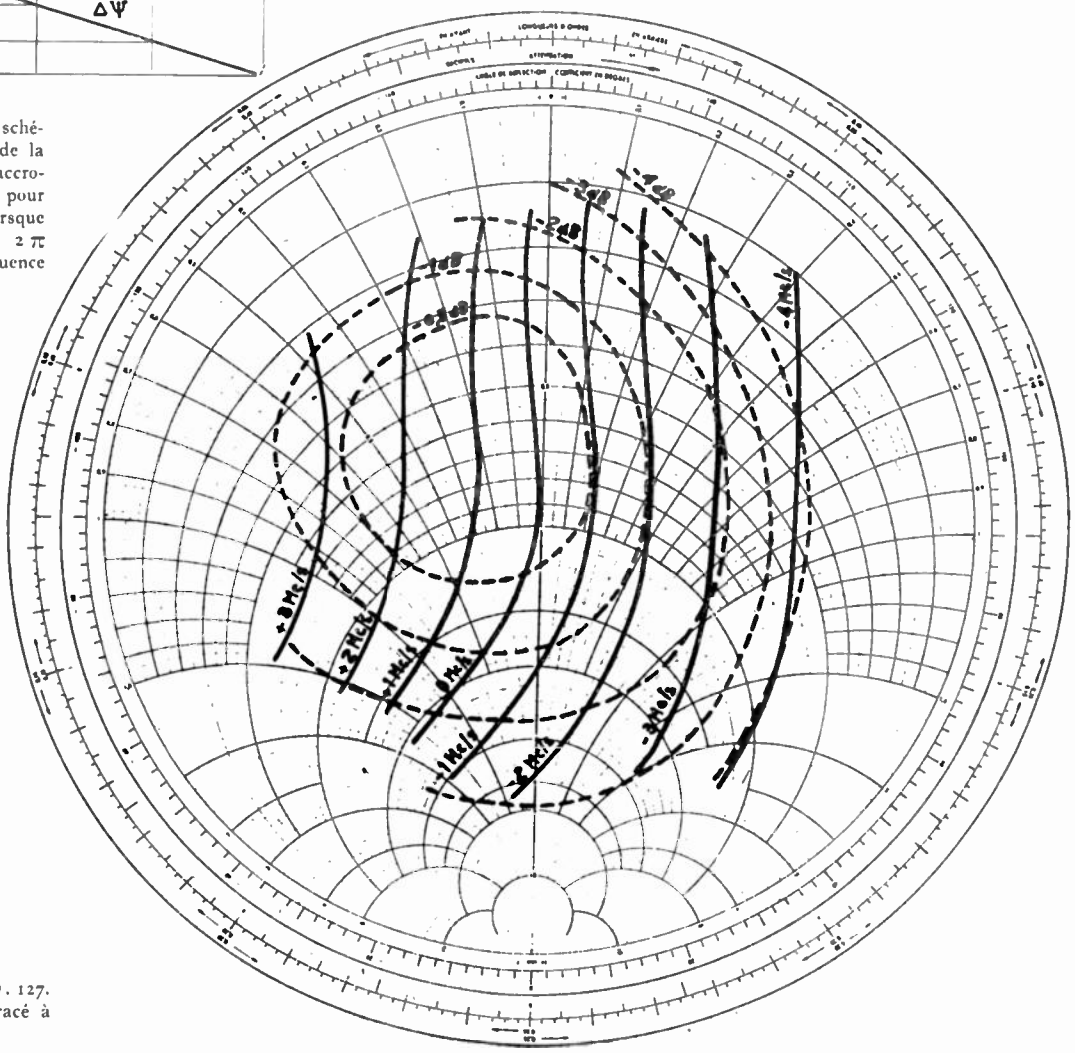


FIG. 13. — Tube CO. 127. Diagramme de Rieke tracé à F = 3 300 Mc/s.

réflexions aux extrémités de la ligne à retard, les caractéristiques d'égale fréquence du diagramme de Rieke doivent avoir une analogie avec les caractéristiques d'égal Φ de la figure 10. Quant aux caractéristiques de puissance, elles sont peu affectées en général par les fluctuations du courant d'accrochage et dépendent principalement du coefficient propre de la réflexion sur la charge extérieure ; c'est ce que montre le tracé d'aspect circulaire obtenu figure 13.

Le tracé du diagramme de Rieke confirme les considérations théoriques démontrant la faible sensibilité du « Carcinotron » à la charge extérieure.

VIII. — **Construction des tubes.**

Le premier modèle construit en série, le CO.127 pour la bande 2 000-4 000 Mc/s, avait démontré les possibilités pratiques de réalisation de tubes fournissant une bande d'accord électronique de l'ordre de l'octave, dans des limites raisonnables de la tension, et des caractéristiques convenablement reproductibles [16]. Les résultats précédents montrent que l'accord observé entre les prévisions théoriques et les propriétés des tubes a permis de réaliser des tubes de qualité équivalente dans toute l'étendue de la gamme 1 000-15 000 Mc/s.

En dehors de la détermination de la gamme propre à chaque modèle, les problèmes techniques relatifs à la nature de la ligne à retard, au type de canon, au mode de construction du tube ont pu, de même que certains problèmes accessoires tels que la réalisation de la connexion coaxiale terminale et l'utilisation d'aimants permanents, recevoir des solutions générales.

Le choix de gammes individuelles de l'ordre de l'octave pour les différents modèles ne résulte pas de limitations fondamentales, mais de considérations essentiellement pratiques. L'utilisation de tubes à bande d'accord électronique plus large qu'une octave ne trouve en effet qu'un petit nombre d'applications, par exemple aux générateurs de laboratoire ; mais les difficultés d'adaptation dans une bande extrêmement large, l'emploi d'une gamme de tension nécessairement très élargie vers les hautes tensions, l'égalisation du niveau de la puissance utile posent, tant pour la construction des tubes que pour la réalisation des appareils, des problèmes qu'il y a peu d'intérêt à résoudre d'une façon générale. Les possibilités de réalisation de tubes à bande supérieure à l'octave, ou au contraire plus étroite, n'en sont pas moins réelles dans le cadre d'applications plus particulières.

Lignes a retard.

En dehors de l'hélice, déjà connue pour son emploi dans les amplificateurs T.P.O., et de la ligne interdigitale, de nombreux types de lignes à retard peuvent être utilisés, dont la figure 14 donne plusieurs exemples [17] à [28].

Le choix du type de ligne résulte des qualités désirées. Pour des tubes à large bande, ce choix est basé sur la recherche des principales qualités suivantes : simplicité, robustesse de construction et reproductibilité d'une part ; d'autre part, facilité d'adaptation et compatibilité des caractéristiques d'accrochage avec les propriétés d'un type donné de canon ; enfin obtention des meilleures performances possibles dans des limites acceptables de la tension, de la puissance dissipée et de l'encombrement.

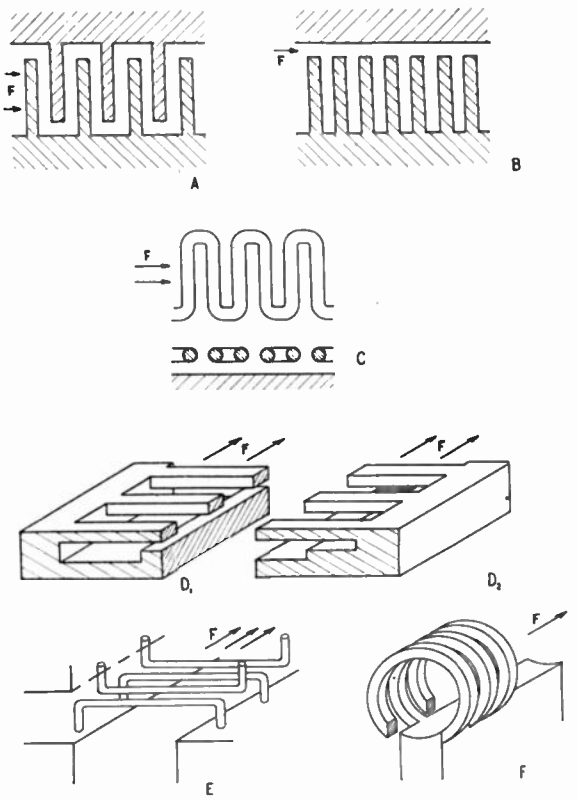


Fig. 14. — Représentation schématique de divers types de lignes à retard : ligne interdigitale plane (*a*) et cylindrique (*f*), ligne à vannes (*b*), ligne à méandres (*c*), lignes à échelles (d_1, d_2) ligne à échelle rising sun (*e*).

La ligne interdigitale réunit un ensemble de qualités intéressantes. La section relativement grande des doigts et la massivité de leur assemblage assure la robustesse, les possibilités de dissipation et de refroidissement, la bonne tenue aux vibrations. Les dimensions des doigts sont aisément compatibles avec l'adaptation sur des impédances de l'ordre de 50 à 100 ohms, tandis que le fonctionnement sur mode fondamental permet d'obtenir une impédance de couplage assez élevée. De plus, la forme de la caractéristique d'accrochage permet l'association de la ligne à un canon de forme simple. Ces propriétés permettent l'utilisation de faisceaux relativement intenses, c'est-à-dire de lignes courtes justifiant l'emploi d'une focalisation simple et peu critique. Les avantages des lignes courtes apparaissent fréquemment dans les paragraphes précédents, notamment en ce qui concerne les valeurs de la puissance et du rendement, la séparation des oscillations parasites et la réduction des effets internes de longue ligne. Il a d'autre part été reconnu possible, au stade expérimental, d'obtenir des bandes larges avec des

tubes à focalisation purement électrostatique ; [29] [30] la ligne interdigitale convient particulièrement bien à l'emploi de potentiels alternés (Fig. 15 et 16). Enfin les facilités d'usinage assurent la repro-

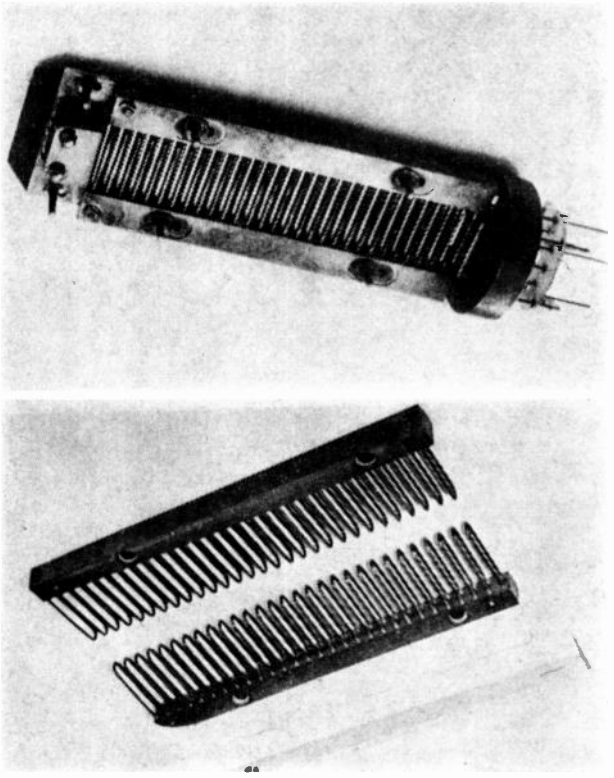


Fig. 15. — Ligne interdigitale pour tube à focalisation électrostatique.

ductibilité des performances et permettent l'utilisation de ces lignes jusqu'au domaine des ondes millimétriques.

Les lignes interdigitales utilisées sont le plus souvent formées de doigts plats, fraisés ou sertis dans des bases massives (fig. 17). Des techniques plus évoluées, comme l'étincelage ou le lamellage,

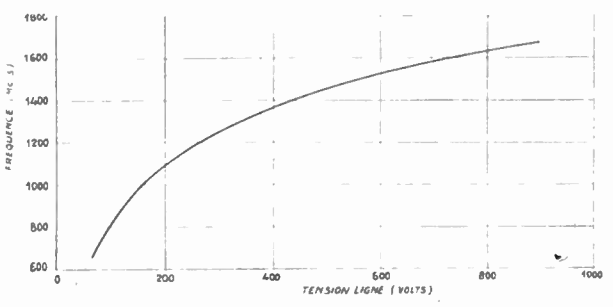


Fig. 16. — Caractéristique fréquence-tension obtenue avec un tube à focalisation électrostatique utilisant la ligne représentée figure 15.

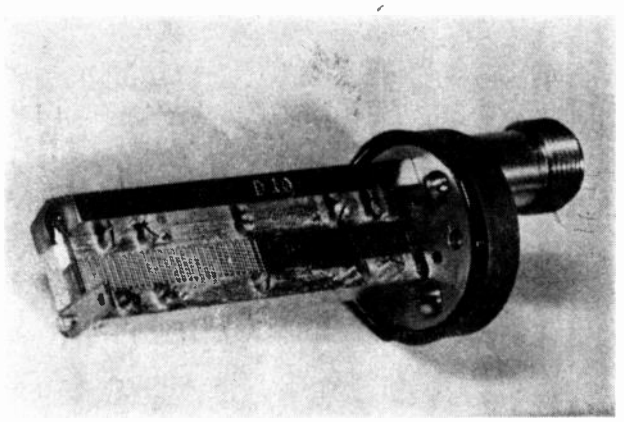


Fig. 17. — Ligne interdigitale plane pour tube CO.43.

sont applicables dans la plupart des cas. Pour les basses fréquences il est possible de réduire l'encombrement latéral par l'emploi d'une structure cylindrique associée à un faisceau cylindrique ou annulaire (fig. 18) . Un dépôt fritté ou shoopé d'une substance absorbante telle que le Kanthal constitue l'atténuation. Les différentes lignes employées comportent 25 à 60 doigts utiles et 20 à 40 doigts atténués.

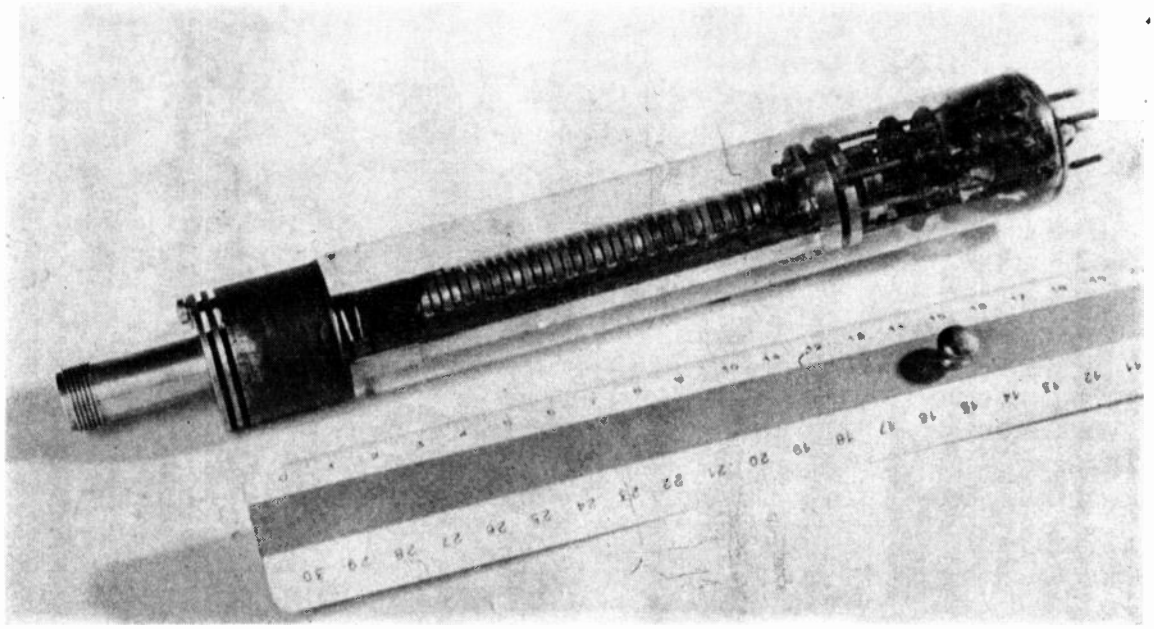


Fig. 18. — Tube CX.230 pour la bande 1250-1380 Mc/s, utilisant une ligne interdigitale cylindrique.

Pour différents tubes fonctionnant dans le même domaine de tensions, la longueur des doigts et le pas sont sensiblement proportionnels à l'inverse de la fréquence ; le rapport l/p peut toutefois être modifié dans certaines limites pour faciliter la construction, sans changement notable des caractéristiques.

La ligne est reliée au circuit extérieur par un conducteur coaxial terminé, à travers une perle de verre, sur une sortie standard 50 ohms type N. Cette sortie est effectuée dans le collecteur, de manière à séparer le circuit d'utilisation des connexions d'alimentation du tube. La liaison du conducteur coaxial à la ligne à retard est assurée par un doigt amovible mais dont la forme et la position sont déterminées pour chaque modèle de telle sorte qu'un simple contrôle de l'adaptation suffit généralement lors du montage.

Canon.

Dans le cas le plus fréquent d'une ligne à doigts plats le faisceau comprend deux nappes circulant de part et d'autre de la ligne. Pour une même section du faisceau, un couplage plus serré est ainsi obtenu ; de plus le réglage du tube est moins critique en ce qui concerne sa mise en position correcte dans l'aimant.

Les propriétés du canon doivent être telles que, dans toute la bande, le rapport I/I_0 du courant de régime au courant d'accrochage conserve une valeur convenable. La figure 19 montre l'avantage d'un canon à caractéristique de tétrode sur un canon à pervéance constante ou triode ; permettant une moindre variation de I/I_0 avec la fréquence, il évite une dissipation excessive à haute tension et facilite l'extension de la bande vers les basses tensions.

La caractéristique courant tension peut être ajustée de manière à assurer le fonctionnement dans un bande dépassant largement l'octave si nécessaire ; il suffit de déterminer les épaisseurs et espacements des électrodes de manière à obtenir une caractéristique $I = i + \frac{V}{\rho}$ telle que ρ soit de l'ordre de l'impédance du faisceau à l'accrochage. Les grilles de contrôle G_1 et écran G_2 portent des fentes alignées avec les fentes de l'écran H F terminant la ligne et déterminent une caractéristique de tétrode à faisceaux dirigés compatible avec l'emploi de basses tensions sur la ligne. Ces grilles sont utilisables pour le réglage manuel ou automatique du régime électronique du tube et pour l'application éventuelle d'une modulation d'amplitude.

Focalisation et montage.

Au terme de son parcours, le faisceau est capté par un collecteur portant des ailettes de refroidissement. La focalisation est assurée au moyen d'un champ magnétique axial s'étendant jusqu'à la cathode et obtenu par aimants permanents [31] [32]. La plupart des modèles utilisent des aimants ouverts, formés d'un cylindre monobloc ou de barres parallélépipédiques assemblées ; le champ obtenu au moyen de tels aimants est de l'ordre de 600 gauss. Le tube CO.12 utilise un petit aimant en double fer à cheval fournissant un champ supérieur à 1 000 gauss.

Le tube comporte une enveloppe en verre terminée par un collecteur cylindrique, et prend appui

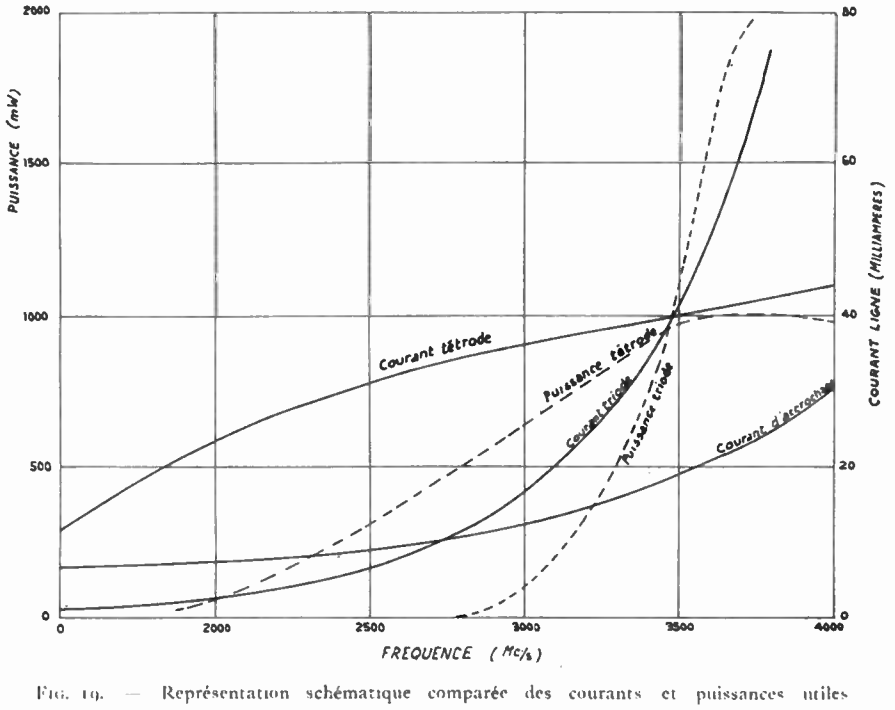


Fig. 19. — Représentation schématique comparée des courants et puissances utiles pour un canon triode et un canon tétrode.

à ses extrémités dans les pièces polaires sur lesquelles il est bloqué après réglage. Ce réglage est obtenu par une rotation dont l'optimum est peu critique et par un glissement longitudinal, prédéterminé en fabrication à la suite d'essais effectués lors du développement. Après réglage, l'ensemble tube-aimant est monté dans un capot assurant la fixation sur châssis et la protection de l'aimant contre le contact de matériaux magnétiques.

La figure 20 montre un ensemble de différents modèles ; les figures 21 et 22 représentent quelques détails typiques de la construction et du montage des tubes.

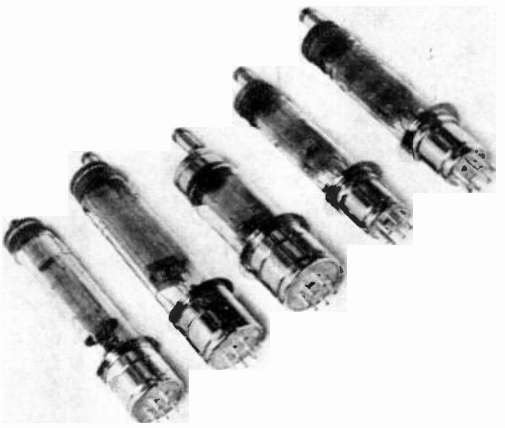


Fig. 20. — Tubes CO.315 - CO210 - CO.119 - CO.94 - CO.63.

VIII. — **Utilisation des tubes et propriétés diverses.**

Le schéma d'utilisation du tube est celui d'une

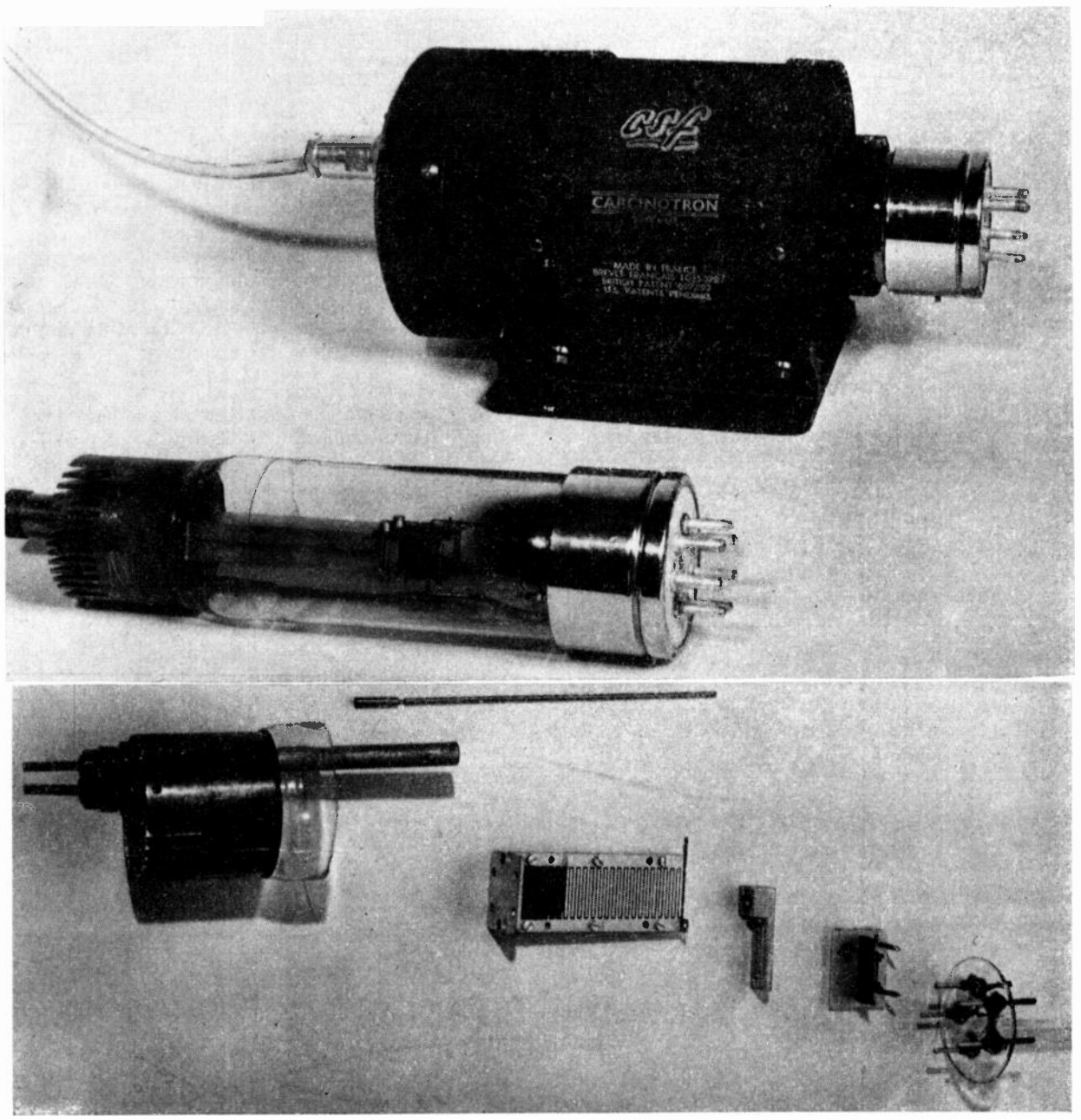


Fig. 21. — Tube CO.119. Eléments de construction, tube nu et montage final.

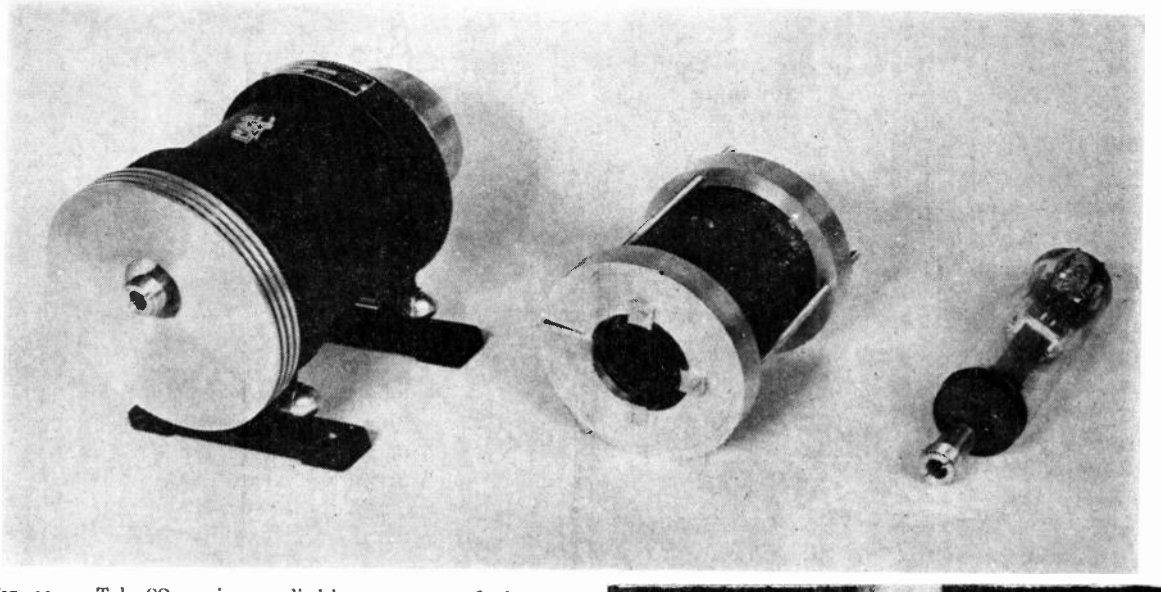


FIG. 22. — Tube CO.43, aimant cylindrique et montage final.

tétrode. Le fonctionnement est prévu avec canon sous tension et ligne à la masse ; dans les applications où il est préférable d'appliquer la masse à la cathode ou à la grille de contrôle, l'ensemble doit être isolé électriquement du bâti et des contacts capacitifs sont à employer sur la sortie haute-fréquence. L'utilisation-type des différentes électrodes est la suivante :

L'accord électronique à large bande est obtenu par variation de la tension ligne. Pour une bande d'accord relativement faible, l'attaque par la cathode présente l'avantage d'admettre des fréquences de modulation très élevées pour un niveau très faible de la puissance de commande ; la limite d'emploi de ce procédé résulte de la modulation simultanée de l'amplitude, laquelle peut être atténuée par un système égaliseur.

Un niveau de puissance donné est obtenu par un choix convenable des tensions appliquées aux grilles ; ces tensions permettent un contrôle pratiquement linéaire du niveau dans de larges limites. L'emploi de la grille-écran convient particulièrement pour le contrôle statique et la régulation et celui de la grille de contrôle pour la modulation rapide en amplitude, par exemple en régime d'impulsion. La figure 23 montre que des impulsions d'une durée inférieure à une micro-seconde sont fidèlement traduites par le tube.

L'étude systématique du bruit de fond est encore incomplète. D'après les résultats acquis actuellement le bruit est comparable à celui des klystrons reflex et d'un niveau plus uniforme dans toute l'étendue de la bande. Le fonctionnement du tube dans les conditions du rendement optimum paraît correspondre au niveau le plus favorable. Quant aux oscillations parasites éventuelles elles n'ont pu être détectées qu'à des niveaux de −50 dB ou moins.

L'étude des tubes en régime vibré a montré leur insensibilité aux effets microphoniques usuels. La

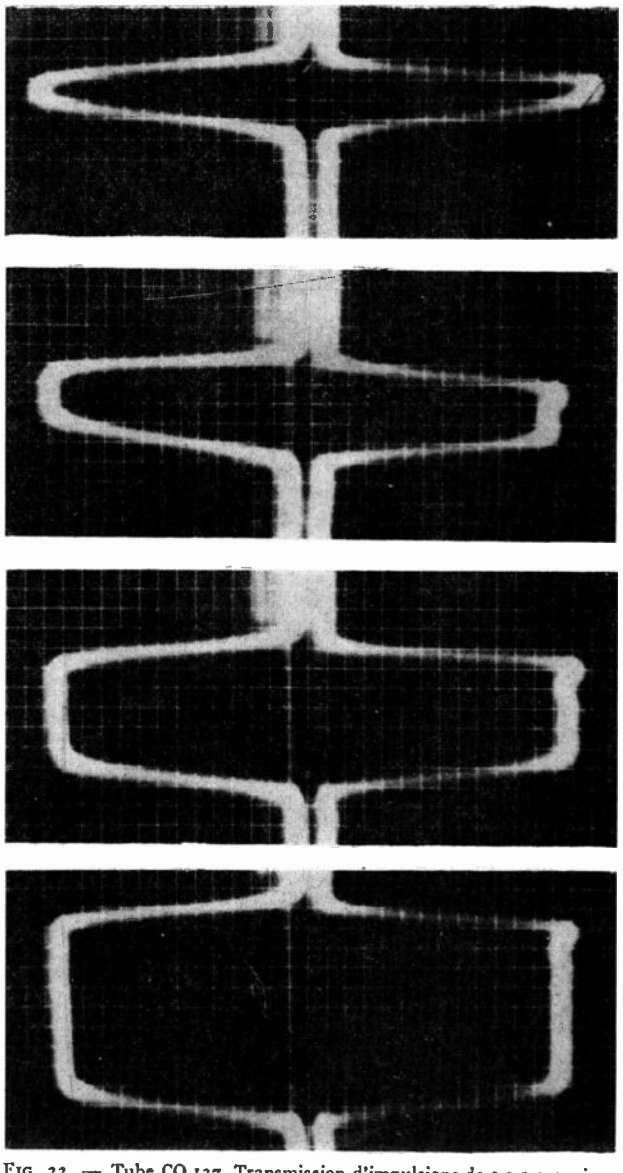


FIG. 23. — Tube CO.127. Transmission d'impulsions de 3,2,1,0,5 micro-secondes. Les traces supérieures et inférieures représentent respectivement les signaux d'entrée appliqués à la grille de contrôle et les signaux détectés dans le circuit H.F.

modulation parasite de fréquence résultant éventuellement d'accélérations de l'ordre de plusieurs g, appliquées sans précautions spéciales d'amortissement, est de l'ordre de grandeur des fluctuations de sources très bien stabilisées et atteint au plus 10^{-8} lors des résonances mécaniques.

D'une façon générale, l'approche de matériaux magnétiques est susceptible de troubler le fonctionnement des tubes et il a lieu de prendre quelques précautions à ce sujet. Dans des conditions pratiques d'utilisation, et bien que les essais à ce sujet soient encore incomplets, des durées de vie de plusieurs milliers d'heures ont été enregistrées.

IX. — Principales caractéristiques des tubes pour la gamme 1 000-15 000 Mc/s.

Les possibilités de construction de différents modèles résultent, comme on l'a indiqué précédemment, des qualités offertes par les lignes interdigitales : larges bandes d'accord, aptitude à couvrir la totalité du domaine des ondes centimétriques. Dans le domaine 1 000-15 000 Mc/s, les modèles ont une grande analogie de construction et peuvent tous être équipés de sorties coaxiales. C'est ce que montre notamment la figure 20.

En principe, quatre modèles à bandes juxtaposées suffiraient à couvrir la gamme en question ; la construction de 6 modèles assure le recouvrement des gammes individuelles et permet de disposer de deux tubes de caractéristiques différentes dans certaines parties du spectre.

Le tableau IV indique les caractéristiques générales des modèles construits ; on y ajoutera celles du tableau IV bis relatives aux modèles CO.127 et CO.43 spécialement réalisés pour les bandes S et X.

TABLEAU IV

TUBE	BANDE	PUISSANCE HF	TENSION	COURANT
CO.315	1 000–2 000 Mc/s	200–1 500 mW	180–1 000 V	60 mA
CO.210	1 600–3 200 Mc/s	100–1 000 mW	160–1 200 V	60 mA
CO.119	2 400–4 800 Mc/s	50–500 mW	170–1 400 V	40 mA
CO.94	3 600–7 200 Mc/s	30–400 mW	170–1 400 V	33 mA
CO.63	4 800–9 600 Mc/s	20–200 mW	170–1 400 V	27 mA
CO.42	7 500–15 000 Mc/s	10–100 mW	200–1 400 V	20 mA

TABLEAU IV bis

TUBE	BANDE	PUISSANCE HF	TENSION	COURANT
CO.127	2 000-4 000 Mc/s	50-700 mW	160-1 400 V	40 mA
CO.43	7 000-11 000 Mc/s	30-200 mW	350-1 400 V	20 mA

Pour l'ensemble des tubes, la tension est limitée à 1 500 volts, bien que le fonctionnement s'étende généralement au-delà. L'utilisation au-delà de 1 500 volts est soumise au respect d'une condition de dissipation maxima. Les canons utilisent des cathodes à oxydes à chauffage indirect sous 6,3 V.

Quelques exemples d'emploi sont indiqués dans le tableau V pour des domaines fréquemment utilisés.

TABLEAU V

FRÉQUENCES	TUBES	TENSIONS	PUISSANCES
1 250-1 380 Mc/s	CO.315	300-375 volts	400-500 mW
1 700-2 300 Mc/s	CO.315 CO.210	600-1 400 volts 180-400 »	800-2 000 mW 150-300 mW
2 800-3 200 Mc/s	CO.210 CO.119	700-1 200 volts 250-375 »	800-1 500 mW 150-300 mW
4 000-4 500 Mc/s	CO.119 CO.94	750-1 200 volts 225-325 »	500-800 mW 30-50 mW
8 500-9 600 Mc/s	CO.63 CO.42	800-1 400 volts 300-400 »	100-200 mW 20 mW

Les puissances indiquées sur ces tableaux sont des valeurs moyennes qui peuvent être modifiées dans d'assez larges limites par choix de la valeur du courant. Ces tableaux montrent qu'il est possible dans une variété de cas courants de choisir, selon les besoins, des tubes délivrant une puissance relativement élevée ou au contraire, fonctionnant à basse tension.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] 10e « Electron Tubes Conference » de I.R.E.-A.I.E.E., Ottawa, Ontario, Canada, juin 1952.

[2] R. KOMPFNER, N.T. WILLIAMS : « Backward-wave tube », *Proc. I.R.E.*, vol. 41, nov. 1953, pp. 1602-1611.

[3] P. Guenard, O. Doehler, B. Epsztein, R. Warnecke : « Nouveaux oscillateurs à large bande d'accord électronique pour hyperfréquences », *C.R. Acad. Sciences*, Vol. 235, 1952, p. 236.

[4] R. Warnecke, P. Guenard : « Some recent work in France on new type of valves for the highest radio frequencies ». *Proc. I.E.E.*, Part III, vol. 100, nov. 1953, p. 351-362.

[5] R. Warnecke : « Sur quelques résultats récemment obtenus dans le domaine des tubes électroniques pour hyperfréquences » *Annales Radioélectricité*, Vol. 9, avril 1954, pp. 107-136.

[6] P. Guenard. « On some results obtained with O and M Carcinotrons ». Communication présentée à la 12e « Electron Tubes Conference » Université du Maine, Orono, juin 1954.

[7] R. Warnecke, P. Guenard, O. Doehler : « Phénomènes fondamentaux dans les tubes à ondes progressive », *L'Onde Electrique*, vol. 34, avril 1954, pp. 323-338.

[8] R. Warnecke, P. Guenard, O. Doehler, B. Epsztein : « The M type Carcinotron Tube ». *Proc. I.R.E.*, vol. 43, avril 1955, p. 413.

[9] L.R. Walker : « Starting Currents in the backward-wave oscillator ». *Journal Appl. Physics*, Vol. 24, juin 1953, pp. 854-859.

[10] H. Heffner : « Analysis of Backward-wave traveling wave tube ». *Proc. I.R.E.*, vol. 42, juin 1954, pp. 930-937.

[11] J.R. Pierce : « Some recent advances in microwave tubes ». *Proc. I.R.E.*, Vol. 42, dec. 1954, pp. 1735-1747.

[12] H.R. Johnson : « Backward-wave oscillators ». *Proc. I.R.E.*, Vol. 43, juin 1955, pp. 684-697.

[13] R.W. Grow, D.A. Watkins : « Backward-wave oscillator efficiency ». *Proc. I.R.E.*, Vol. 43, juillet 1955, pp. 848-856.

[14] P. Palluel, A.K. Goldberger : « The O Type Carcinotron Tube ». *Proc. I.R.E.*, vol. 44, mars 1956, pp. 333 345.

[15] P. Guenard, C. Berterottière : « Courant et fréquence d'accrochage du T.P.O. oscillateur ». Rapport interne C.S.F. /W-7949, octobre 1951.

[16] P. Palluel : « Caractéristiques d'un modèle typique d'oscillateur à très large bande d'accord électronique : le Carcinotron O ». Communication du 16 juin 1954 devant la Ve Section de la Société des Radioélectriciens.

[17] S. Millman : « A Spatial harmonic traveling-wave amplifier for 6 mm wavelength ». *Proc. I.R.E.*, Vol. 39, sept. 1951, pp. 1035-1043.

[18] P.K. Tien : « Bifilar helix for backward-wave oscillators ». *Proc. I.R.E.*, Vol. 42, juillet 1954, pp. 1137-1143.

[19] J.W. Sullivan : « A wide band voltage-tunable oscillator ». *Proc. I.R.E.*, Vol. 42, nov. 1954, pp. 1658-1665.

[20] R. Warnecke, O. Doehler, P. Guenard : « Sur les lignes à retard en forme de peigne ou de circuit interdigital et sur leur circuit équivalent ». C.R. *Acad. Sciences*, Vol. 231, 1950 p. 1220-1222.

[21] P. Guenard, O. Doehler, R. Warnecke : « Sur les propriétés des lignes à structure périodique ». *C.R. Acad. Sciences*, Vol. 235, 1952, p. 32.

[22] R. Warnecke : « L'évolution des principes des tubes électroniques modernes pour micro-ondes » Congegno di Electronica e Televisione, Milano, avril 1954.

[23] A. Leblond, G. Mourier : « Etude des lignes à barreaux à structure périodique pour tubes électroniques U.H.F. ». *Annales Radioélectricité*, n° 36, avril 1954 et 38, octobre 1954, pp. 311-328.

[24] Brevets Français n° 1.034.007 – 1036025 – 1042930 – 1045386 – 1053362 – 1057510 – 1068673 – 1068156 – 1068448 – 1079028 – 1086890.

[25] M. Denis, P. Palluel : Détermination expérimentale des caractéristiques de phase des circuits utilisés en ondes centi nétriques ». *Annales Radioélectricité*, Vol. 4, oct. 1949, pp. 315-330.

[26] B. Epsztein – G. Mourier : « Définition et mesure des vitesses de phase dans les lignes à structure périodique ». Conférence devant la VIe Section de la Société des Radioélectriciens, 6 mai 1953.

[27] B. Epsztein – G. Mourier : « Mesure de l'impédance de couplage des lignes à retard ». Conférence devant la VIe Section de la Société des Radioélectriciens, 15 janv. 1954.

[28] A. Karp : « Traveling wave tube experiments at millimeter wavelengths with a new, easily built, space harmonic circuit ». *Proc. I.R.E.*, Vol. 43, janv. 1955, pp. 41-46.

[29] P.K. Tien : « Focusing of a long cylindrical electron stream by means of periodic electrostatic fields ». *Journal of Applied Physics*, Vol. 25, oct. 1954, pp. 1281-1288.

[30] D'après un travail non publié de D. Charles et R. Gentner de C.S.F.

[31] M. de Bennetot : « Sur le calcul des aimants tubulaires ». *Annales de Radioélectricité*, Vol. 9, avril 1954, pp. 193-216.

[32] M. de Bennetot : « Aimants permanents pour tubes électroniques en hyperfréquences » *L'Onde Electrique*, août, sept. 1955, pp. 747-763.

LES RADARS A POURSUITE AUTOMATIQUE [1]

PAR

P. BOUVIER

Chef de Service à la Cie Française Thomson-Houston

I. Historique.

La technique du radar, d'origine encore récente, a subi une évolution très rapide, essentiellement commandée par les impératifs militaires.

Les premiers travaux menés parallèlement dans plusieurs pays, comme la France, l'Angleterre et les Etats-Unis, sans parler de ceux sur lesquels nous n'avons pas d'informations précises, ont permis d'aboutir rapidement à la détection d'avions ou de navires, à des distances déjà très satisfaisantes mais avec des précisions de localisation médiocres.

Rapidement, les Etats-Majors ont senti l'intérêt que présentait ce nouveau moyen d'information pour aider la conduite du tir des armes. Même par temps clair, l'artilleur rencontrait certaines difficultés pour déterminer la distance de l'objectif et son inclinaison, c'est-à-dire l'angle que fait la trajectoire avec la ligne de visée. Le pointage angulaire était très précis, mais la précision de la télémétrie optique avait toujours constitué une difficulté sérieuse. Au contraire, par son principe même, le radar fut, dès l'origine, apte à donner des indications précises sur la distance de la cible et sur ses variations.

En 1940, alors qu'il était difficile à la France de poursuivre ses recherches et ses expériences sur ce sujet, l'Angleterre et les Etats-Unis adjoignirent à leurs conduites de tir, des télémètres radar sur ondes de 50 cm : dès ce moment, les principes des radars à poursuite automatique commencèrent à être posés et des dispositifs de télémétrie précise furent étudiés et réalisés dans ces pays pendant que leur étude se poursuivait en France.

La direction de tir s'effectuait alors en combinant les pointages angulaire et optique et la télémétrie entretenue manuellement par un servant : une difficulté pour identifier l'objectif devait bientôt naître de cette dualité. Les faisceaux hertziens rayonnés étaient larges et fréquemment interceptés par plusieurs objectifs. Il fallait donc éviter l'erreur possible au moins en identifiant l'objectif qui se trouvait exactement dans l'axe de visée des pointeurs. C'est alors que le procédé du « bilobage » fut appliqué à ce type de matériel. Ce procédé, appliqué depuis longtemps dans les goniomètres, consiste à comparer les signaux émanant de deux antennes atteintes de strabisme. L'égalité des signaux définit la ligne médiane des rayonnements des deux antennes, avec une précision beaucoup plus grande que celle qu'on obtient par la recherche du maximum de niveau. Ce procédé fut employé dès 1941.

L'augmentation de la directivité des aériens et l'élévation des fréquences utilisées devaient permettre bientôt d'adapter ce bilobage au pointage angulaire du directeur de tir qui, dès ce moment, relevait entièrement de la technique du radar.

Par une évolution normale, les servants furent successivement remplacés par des servomécanismes automatiques et c'est ainsi que naquirent par exemple les radars AA3 Mark IV et 584, qui assuraient la poursuite automatique angulaire mais où la distance était encore obtenue manuellement par un opérateur. La fin de la guerre vit la mise au point des radars type AA3 MK 7 et 784 qui assuraient une poursuite entièrement automatique.

Dès la Libération, les laboratoires français purent se remettre efficacement au travail et, sous l'impulsion des différents services ministériels, attaquèrent bientôt le problème du radar d'artillerie navale ou aérienne.

---

(1) Conférence faite à la Société des Radioélectriciens le 13 novembre 1954.

Dans ce double domaine, la Compagnie Française Thomson-Houston a apporté une contribution qui commença en 1948 par l'étude d'un radar de conduite de tir anti-aérien de type classique. Cette étude aboutit à la construction en présérie, puis en série, d'un radar d'artillerie adapté aux conditions de tir actuelles. Elle a permis également d'entraîner à cette technique très particulière une équipe d'ingénieurs et de techniciens, qui furent aptes à aborder par la suite l'étude de matériels plus complexes et de procédés nouveaux, encore soumis au secret à l'heure actuelle.

II. Enoncé du problème.

Le problème général consiste à communiquer à un organe de calcul les coordonnées actuelles d'un objectif mobile, puis à les entretenir avec la précision qui est nécessaire à ce calculateur pour effectuer une prédiction.

Il s'agit de détecter un navire ou un avion ennemi à une distance supérieure à la distance réelle de tir, et de fournir, d'une façon continue, au calculateur les coordonnées précises de l'objectif et leurs variations. Le calculateur déterminera la position future de l'objectif sur laquelle on règlera le tir des canons. La portée de tir de ceux-ci peut être comprise entre 10 et 20 km, mais il est nécessaire que le radar ait aperçu l'objectif et ait commencé la poursuite bien avant son entrée dans cette zone pour que le calcul de l'extrapolation de la trajectoire soit effectué en temps voulu. Le radar doit donc avoir une portée de plusieurs dizaines de kilomètres, avec n'importe quel type d'avion et l'on sait que les avions à réaction ne sont pas particulièrement favorables à la détection radar.

Les artilleurs demandent qu'on leur définisse à quelques mètres près la position future de l'avion visé. Il est donc nécessaire de fixer ses coordonnées actuelles avec une précision au moins égale et même plus grande, pour que les variations erratiques dans la zone d'imprécision ne viennent pas introduire d'erreur trop grande sur la détermination de la trajectoire, donc sur l'extrapolation qu'on en fera. Le radar classique est incapable de répondre à toutes ces caractéristiques à la fois.

III. Principes de réalisation.

3.1. Mesure de la distance.

Une impulsion d'une microseconde définit dans l'espace une zone de 150 mètres de profondeur et ceci à n'importe quelle distance. On sait obtenir maintenant des impulsions extrêmement courtes, de quelques centièmes de microsecondes, qui permettraient d'avoir un système de télémétrie précis à quelques mètres près. Mais il n'est même pas nécessaire, pour obtenir la précision demandée, d'avoir recours à une largeur d'impulsion aussi faible qui, pour être utilisée complètement, nécessite une largeur de bande très grande à la réception, ce qui entraîne une réduction de la sensibilité du radar. La largeur d'impulsion n'est pas seule à définir la précision d'information en distance : on peut utiliser un repère à l'intérieur même de l'impulsion. Pour cela, un procédé commode consiste à définir le milieu de l'impulsion, au point de vue énergétique.

On produit dans ce but comme le montre la figure 1, une « double fenêtre » que l'on amène en coïncidence avec l'écho choisi. On cadre l'écho dans

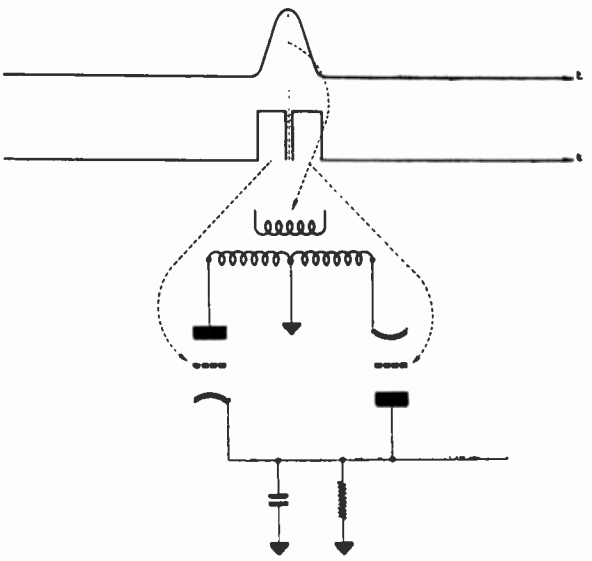


Fig. 1

cette double fenêtre en comparant l'énergie contenue dans la fenêtre de droite et dans celle de gauche, pour avoir une mesure de la position relative de l'écho par rapport aux fenêtres. C'est ce qui se produit dans le circuit de double détection inversée figurée sous la représentation de l'écho et qui n'est qu'une application aux impulsions du principe du discriminateur de phase ou du démodulateur en anneau bien connus. On dispose donc d'une tension continue d'erreur qui peut alimenter soit un appareil de mesure (qu'un opérateur maintiendra au zéro) soit, directement, un servomécanisme (qui effectuera automatiquement le cadrage).

La précision de ce cadrage (ou coïncidence) est bonne et permet de discriminer, quel que soit le niveau de l'écho, des erreurs inférieures à 5 % de la largeur d'impulsion. Nous avons donc là un moyen qui permet d'asservir une impulsion à l'écho désiré. Nous remarquerons que ceci permet également une sélection de l'écho sur l'échelle des distances. Seul l'écho poursuivi fournit une tension détectée, les autres échos s'appliquant symétriquement sur le démodulateur ont une tension résultante détectée nulle.

3.2. Circuits de télémétrie.

Il s'agit maintenant pour obtenir une mesure de la distance, d'évaluer le temps compris entre l'impulsion de synchronisation et l'impulsion asservie à l'écho (ou impulsion de poursuite).

Le procédé le plus classique consiste à créer une tension en dents de scie, c'est-à-dire une tension qui est une fonction linéaire du temps, et à déclencher l'impulsion de poursuite au moment où la valeur de cette tension variable est égale à celle d'une tension continue de référence donnée par un potentiomètre. La position du curseur du potentiomètre est donc liée à la distance de l'objectif et l'on a un double moyen, électrique (tension continue) et mécanique (curseur du potentiomètre), d'afficher la distance.

Mais la précision du système est donnée entièrement par la linéarité de la tension en dents de scie et par celle du potentiomètre. Or, dans le cas considéré, nous avons besoin d'une précision d'environ $0{,}5.10^{-4}$. Une telle précision est très difficile à obtenir et à maintenir avec un dispositif de ce type.

En métrologie, lorsqu'on veut obtenir une grande précision, on utilise souvent une méthode de vernier.

Pour la télémétrie, la mesure s'effectue en deux stades. Le vernier est constitué par un condensateur de phase, l'appareil de dégrossisasge par un générateur de dents de scie utilisé comme il a été mentionné ci-dessus. Le facteur d'amélioration de la précision apportée par ce vernier est définie par un quartz piézoélectrique (figure 2).

L'une quelconque de ces impulsions est choisie comme origine des temps et déclenche l'émission du radar. Toutes les autres impulsions représenteront donc des marques précises à 1, 2, 1 km par exemple. On pourra mesurer une distance en comptant d'abord le nombre de kilomètres entiers, puis en interpolant entre les deux marques les plus voisines.

Cette opération d'interpolation peut être effectuée en retardant d'une certaine quantité l'ensemble des marques, le maximum du retard étant égal à 1 km dans l'exemple choisi.

Ce retard est obtenu aisément et sans discontinuité au moyen d'un déphaseur agissant sur la tension du quartz. On a ainsi un train d'impulsions dont l'une quelconque peut être mise en coïncidence avec l'impulsion provenant de l'écho par rotation d'un seul tour du cadran vernier.

Il suffit maintenant de prélever celle des impulsions qui assure la coïncidence, ce qui est réalisé au moyen d'un dispositif utilisant la tension en dents de scie dont il a été parlé ci-dessus, dont la précision demandée se trouve réduite dans le rapport de démultiplication du vernier.

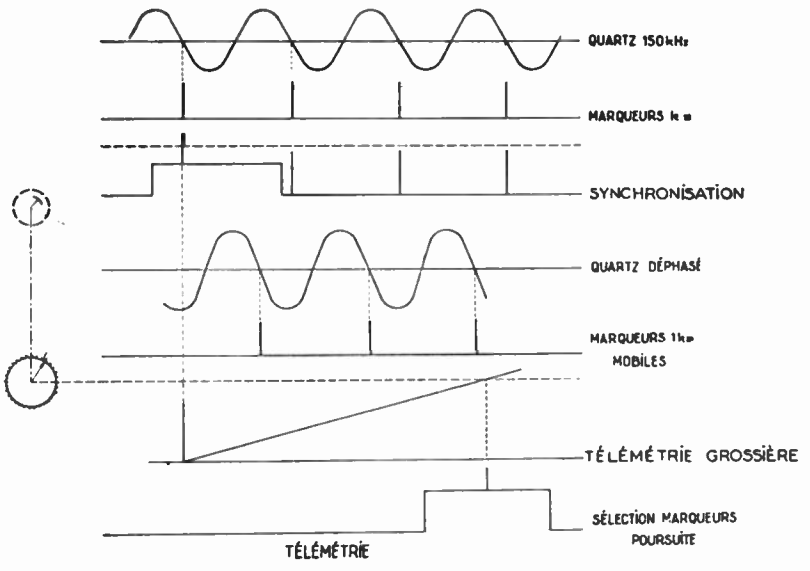


FIG. 2

Le quartz oscille à une certaine fréquence, le passage par la valeur nulle de la tension sinusoïdale produite déclenche, par exemple, une impulsion. Les trains d'impulsions produites viennent s'inscrire sur un marqueur, la distance entre chacune des impulsions correspond à un intervalle de temps extrêmement précis (précision de l'ordre de 10^{-6}) auquel se trouve comparé le temps écoulé entre l'émission d'une impulsion et le retour de l'écho correspondant. On a donc, en définitive, le moyen de mesurer une distance avec une grande précision.

En faisant tourner en synchronisme le déphaseur continu et le potentiomètre de dégrossisage on peut déplacer d'un bout à l'autre de l'échelle la même impulsion.

C'est cette impulsion qui servira de « fenêtre » de poursuite. La précision nécessaire de chacun des éléments est donc grandement diminuée par rapport à celle qui était exigée dans le procédé à mesure directe.

En résumé, nous avons obtenu un dispositif permettant de constituer une échelle continue de distance précise et d'asservir automatiquement la position du curseur « distance » à l'objectif choisi.

3.3. Poursuite angulaire.

Le radar s'est toujours avéré moins précis dans la mesure des angles que dans la mesure des distances. Un faisceau d'ouverture égale à 2° par exemple, utilisé pour effectuer des mesures à 10 cm de longueur d'onde, nécessite déjà pour son obtention une antenne de l'ordre de 3,50 m d'envergure. Ce faisceau couvre une zone de près de 2 km de diamètre à une distance de 50 km, ce qui est peu précis comparé à l'erreur de distance qui dans les mêmes conditions ne dépasse pas 150 m.

Nous avons déjà vu que, pour définir un plan, on peut comparer statiquement les signaux issus de deux antennes dont les lobes se recoupent. La définition d'un axe nécessite donc quatre antennes, ce qui a pu paraître prohibitif et a fait éliminer ce procédé au profit de l'anlyse de l'espace point par point, le faisceau de l'antenne décrivant un cône de révolution.

Le signal "écho" subit dans ces conditions une modulation à peu près sinusoïdale à la cadence de rotation. La profondeur de modulation est proportionnelle, au moins pour les petits angles, à l'écart entre l'axe du cône et l'axe qui joint l'antenne à l'objectif.

Le déphasage de la tension de modulation par rapport à une tension de référence à même fréquence détermine la direction de l'écart. Le pointage de l'antenne s'effectuant suivant deux directions orthogonales, par exemple site et gisement, il faut décomposer l'erreur suivant les deux composantes. On peut utiliser à nouveau des démodulateurs en anneau en combinant la tension de modulation du signal écho avec deux tensions à même fréquence en quadrature, issues d'un alternateur tournant en synchronisme avec le faisceau.

A la sortie de ces démodulateurs, on a donc des tensions continues d'erreur qui peuvent être appliquées soit à un appareil de mesure, soit à l'entrée de servo-mécanismes qui calent, en permanence, l'axe moyen de l'aérien (confondu avec l'axe du cône d'exploration) sur la direction de l'objectif.

Le procédé est d'une grande sensibilité et permet de déceler des écarts inférieurs à 1 % de la largeur du faisceau.

IV. Discussion de quelques paramètres du radar à poursuite automatique.

Munis de ces deux méthodes de détection et d'asservissement, nous allons maintenant examiner quelques-uns des paramètres principaux d'un radar de poursuite automatique les utilisant.

Nous ne parlerons ni de la puissance maximum de l'émetteur, ni de la sensibilité du récepteur, qui peuvent être celles d'un radar de surveillance classique. La portée demandée au radar, en recherche, détermine ces deux paramètres ainsi que le choix de la longueur d'onde optimum, liée elle-même aux dimensions de l'antenne et à la largeur du faisceau.

4.1. Calcul de l'excentrement et niveau de recoupement optimum.

Il est intéressant de calculer les caractéristiques optimum de l'antenne et, en particulier, le demi-angle au sommet du cône d'exploration.

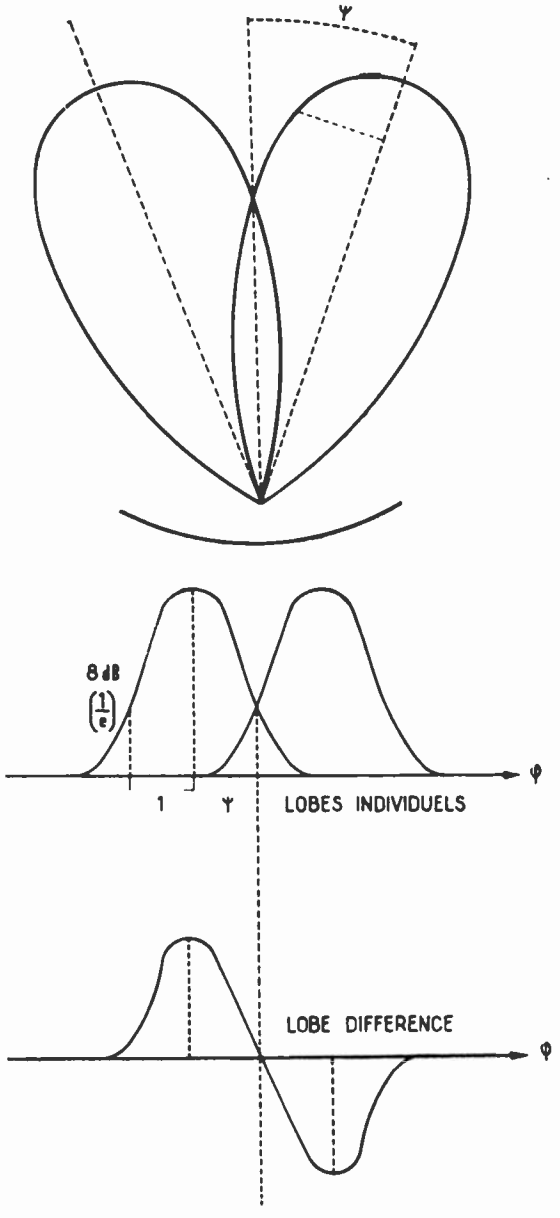


Fig. 3

Une antenne de radar (figure 3) a un diagramme polaire que l'on peut, le plus souvent, assimiler à une courbe de Gauss près de son maximum, c'est-à-dire à une courbe approximativement de la forme :

$$V = K e^{-\varphi^2} \qquad (1)$$

où φ est l'écart angulaire par rapport à l'axe de rayonnement maximum. Dans cette formule φ est exprimé en valeur réduite, en prenant, pour unité d'angle, l'angle compris entre les directions de rayonnement maximum et de rayonnement réduit dans le rapport $\frac{1}{e}$.

Le niveau de puissance du signal « différence » est égal à la profondeur de modulation pour un excentrement donné. Ce niveau est donc égal à l'amplitude du signal d'erreur.

Ce niveau peut être exprimé par la différence de 2 lobes écartés de 2ψ, ψ, également mesuré en angle réduit, définissant le point de recoupement des lobes ou encore le strabisme des antennes.

Il est aisé de calculer le niveau du signal d'erreur qui est égal à :

$$U = k\,[e^{-(\varphi-\psi)^2} - e^{-(\varphi+\psi)^2}] \qquad (2)$$
$$= 2k\,e^{-(\varphi^2+\psi^2)}\,\mathrm{sh}\,2\varphi\psi$$

La dérivée de cette fonction donne la mesure de la sensibilité du système de détection angulaire : plus la pente est élevée, plus le taux de modulation augmente rapidement avec l'écart angulaire.

En calculant la dérivée par rapport à φ on obtient :

$$\frac{\partial U}{\partial \varphi} = 2k\,e^{-\psi^2}[2\varphi\,e^{-\varphi^2}\,\mathrm{sh}\,2\varphi\psi + 2\psi\,e^{-\varphi^2}\,ch\,2\varphi\psi] \quad (3)$$

soit pour $\varphi = 0$

$$\frac{\partial U}{\partial \varphi} = 4k\psi\,e^{-\psi^2} \qquad (4)$$

Le maximum de cette pente est obtenu lorsque :

$$\frac{\partial^2 U}{\partial \varphi\,\partial \psi} = (1 - 2\psi^2)\,e^{-\psi^2} = 0 \qquad (5)$$

ou encore :

$$\psi = \frac{1}{\sqrt{2}} \qquad (6)$$

Il s'ensuit que le niveau de recoupement optimum est égal à $e^{-\frac{1}{2}}$. Il est aisé de calculer le pent optimum rapportée au gain maximum d'antenne, soit :

$$\frac{\frac{\partial U}{\partial \varphi}}{U_{max}} = 4\psi\,e^{-\psi^2} \qquad (7)$$

et, en donnant à ψ la valeur optimum, on trouve comme valeur optimum de la pente :

$$p = 1{,}7$$

Rappelons que cette pente est mesurée en prenant pour unité d'angle la demi-largeur du faisceau compris entre les points qui sont à $\frac{1}{e}$ du niveau de rayonnement maximum.

Si l'on prend pour unité la largeur du faisceau compris entre les points correspondant à un affaiblissement du rayonnement de 3 dB, on trouve aisément que le rapport de cette dernière unité à la première unité choisie est de 1,7 et il s'ensuit que la pente optimum (mesurée en prenant pour unité d'angle la largeur du faisceau correspondant à un affaiblissement de 3 dB) est de 100 %. Mais cette pente optimum est obtenue pour un niveau de recoupement qui fait perdre en chaque sens 4,4 dB par rapport au rayonnement maximum, ce qui se ramène, en fin de compte, à une perte de portée qui serait théoriquement de l'ordre de 20 %.

4.2. Sensibilité.

En réalité, les conclusions sont moins simples et il faut considérer, pour définir la sensibilité, les différents signaux minimum discernables qui sont au nombre de trois :

1° Le signal discernable par l'opérateur sur son indicateur d'acquisition. Celui-ci est relativement peu influencé par le niveau de recoupement, puisque le faisceau émis par l'antenne défile sur l'objectif qui est éclairé successivement avec tous les niveaux de rayonnement des lobes ;

2° le signal minimum discernable par le dispositif de poursuite en distance, qui est différent du précédent parce que pour pouvoir distinguer un écho sur un indicateur panoramique, il faut un rapport signal/bruit de 9 dB environ.

Avec l'indicateur type A, dans lequel la hauteur de l'écho au-dessus du bruit est proportionnelle à son amplitude, on peut se contenter d'un rapport signal/bruit bien inférieur. Le dispositif de poursuite en distance présente un fonctionnement assez analogue à celui du mécanisme par lequel l'œil reconnaît le signal au milieu du bruit dans ce genre de présentation.

On encadre en effet l'écho dans la fenêtre, de la même manière que l'opérateur focalise son œil dans la région de l'indicateur où il sait que devra apparaître cet écho.

Plus exactement, l'opérateur appréhende la hauteur maximum atteinte par l'écho, c'est-à-dire son amplitude de crête, alors que le dispositif de poursuite en distance compare la valeur moyenne de l'amplitude de l'écho au cours de deux intervalles de temps très voisins.

Le rapport signal/bruit dans le servomécanisme est le rapport de la différence des puissances de signal à la différence des puissances de bruit. La différence des puissances de bruit figurant au dénominateur est une différence entre les valeurs moyennes de bruit prises au cours d'un intervalle de temps

inversement proportionnel à la bande passante du servomécanisme. Le niveau de signal nécessaire est donc directement proportionnel à la précision souhaitée et à la bande passante du servomécanisme, c'est-à-dire à sa vitesse de réponse.

3º le signal minimum discernable par le dispositif de poursuite angulaire.

En général, on effectue une détection de la valeur de crête prise par les signaux video après leur sélection par la « fenêtre-distance ». On se trouve donc un peu dans les conditions de l'indicateur type A. On effectue ensuite la démodulation de ce signal par la tension de référence liée à la rotation de l'aérien et on obtient ainsi la tension continue d'erreur. Le rapport signal/bruit est le rapport entre la tension continue utile et le niveau de bruit correspondant à la bande du servomécanisme. Comme dans le cas de la poursuite en distance, le signal minimum est directement proportionnel à la précision demandée et à la rapidité de réponse des servomécanismes.

Nous ne pouvons ici développer toute la théorie de ces calculs, nous nous contenterons d'indiquer que, pratiquement, pour un radar classique, le signal nécessaire à la poursuite automatique est nettement inférieur à celui que l'opérateur exige pour accrocher l'objectif et que, toujours dans un radar classique, il n'est pas rare de voir l'antenne et les servomécanismes de distance suivre un écho qui a déjà disparu depuis longtemps de l'indicateur type A.

Cela signifie donc que le niveau de recoupement des lobes qui, en apparence, semble faire perdre de la portée par rapport au radar classique, n'est en réalité pas gênant à ce point de vue.

4.3. Largeur du faisceau.

La perte de recoupement est inversement proportionnelle à la largeur du faisceau et le gain de l'aérien varie comme l'inverse du carré de cette largeur.

Pour avoir un radar sensible, on a donc intérêt à prendre un aérien donnant un faisceau fin, c'est-à-dire de grandes dimensions ou utilisant une longueur d'onde très courte.

Cependant, on est limité dans la finesse du faisceau lui-même par la nécessité de l'acquisition de l'objectif et la plage d'accrochage.

En recherche, le radar à poursuite automatique travaille comme un radar de recherche classique, soit en balayage panoramique, soit avec une exploration composée en ligne ou spirale. La zone à explorer dépend de l'existence et de la précision des moyens qui désignent l'objectif, ainsi que la rapidité demandée à l'acquisition.

On doit noter également que la zone balayée en poursuite augmente avec le strabisme du faisceau. Ceci permet d'accroître la zone à l'intérieur de laquelle le radar est susceptible d'accrocher son objectif, mais, également, diminue le pouvoir séparateur.

On peut donc être amené à ne pas respecter exactement le niveau de recoupement optimum et l'établissement de l'aérien devra souvent être le fruit d'un compromis entre tous ces impératifs.

4.4. Vitesse d'exploration conique.

A quelle cadence effectuer cette exploration ?

Dans tout ce qui précède, nous avons supposé que dans l'intervalle d'un tour, l'écho de l'objectif gardait une amplitude constante. Il n'en est rien. Un écho d'objectif mobile est animé de fluctuations créant un spectre de bruit dont le niveau décroît en fonction de la fréquence. On a donc intérêt à comparer aussi rapidement que possible les niveaux relatifs pour les diverses positions du faisceau, c'est-à-dire à faire tourner le faisceau aussi rapidement que possible. Mais dans ce domaine, on est rapidement limité par les possibilités mécaniques. On est limité également par le nombre d'impulsions servant à définir la sinusoïde à démoduler dont on doit respecter le niveau et la phase. A moins de synchroniser la cadence d'émission et la rotation du faisceau, l'incohérence des impulsions dans la sinusoïde introduit un déphasage erratique qui croît avec la fréquence de la sinusoïde, pour une même fréquence de récurrence du radar.

Il faut donc admettre dans le système classique une certaine fluctuation de l'écho qui vient perturber le fonctionnement de la poursuite.

C'est ce phénomène, plus que le bruit dû au récepteur radar dont il a été question plus haut, qui limite la précision de la poursuite angulaire. Lorsque toutes les précautions sont prises pour éliminer l'influence des fluctuations harmoniques de la fréquence de rotation cônique, il reste un niveau de fluctuation proportionnel à la bande passante des servomécanismes angulaires.

4.5. Paramètres de la poursuite distance.

En distance, le même phénomène n'existe pas et la poursuite distance est toujours plus calme que la poursuite angulaire utilisant ce procédé de modulation.

On limite les échos à une même amplitude avant de les admettre dans le discriminateur de distance qui fonctionne avec tout l'avantage des systèmes à modulation de position.

Deux paramètres sont à choisir, la largeur d'impulsion du radar et la largeur de la fenêtre de poursuite.

Pour la largeur d'impulsion, ce sont les conditions d'un radar classique qui jouent. Plus l'impulsion est large, plus la puissance moyenne est élevée, mais plus la bande passante du récepteur peut être réduite et, par conséquent, plus la portée augmente. Mais parallèlement, la précision en distance et le pouvoir séparateur diminuent. Il y a donc à nouveau un compromis à faire suivant le type d'équipement.

Le choix de la largeur de la double fenêtre distance est également le fruit d'un compromis, en effet, pour augmenter le rapport signal/bruit, on a tendance à diminuer la largeur de la fenêtre jusqu'à la demi-largeur d'impulsion, cette fenêtre laissant alors passer la totalité du signal avec le minimum

de bruit. Ce rétrécissement permet également d'améliorer le pouvoir discriminateur en distance de l'équipement jusqu'au maximum atteint pour une largeur de fenêtre égale à la largeur de l'impulsion émise. Mais, on peut avoir intérêt à accroître la largeur des fenêtres pour avoir, de la même façon qu'en poursuite angulaire, une plage d'accrochage plus grande, ainsi qu'une plus grande facilité d'acquisition. Pratiquement, on choisit en général pour chaque demi-fenêtre approximativement la largeur de l'impulsion.

4.6. Servomécanismes.

Le servomécanisme distance ne pose en général pas de problème particulier. Nous avons vu que les signaux fournis par le discriminateur distance étaient perturbés uniquement par le bruit radar. La bande passante de ce servomécanisme peut donc être rendue aussi grande que le requiert la poursuite de l'objectif. Ceci est d'autant plus aisé que le mécanisme à entraîner est de faible inertie, consistant simplement en un certain nombre de selsyns, de potentiomètres et de petites machines. De plus, les constantes de vitesse et d'accélération, c'est-à-dire l'erreur correspondant à l'accélération ou à la vitesse maximum sont relativement faibles.

Il n'en est pas de même pour les servomécanismes de poursuite angulaire. La précision est limitée essentiellement par la composante de fading de l'écho au voisinage de la fréquence d'exploration cônique, composante dont le niveau est proportionnel à la largeur de bande du servomécanisme. On a donc intérêt à réduire au minimum cette bande passante. Mais celle-ci est imposée par les caractéristiques de la trajectoire de l'objectif. Il est certain que pour le tir sur un navire, la bande passante du seul servomécanisme peut être extrêmement faible si le tireur est au sol.

Pour le tir sur avion, la bande passante doit être d'autant plus élevée que l'on veut poursuivre de plus près un avion plus rapide. Ici, les constantes de vitesse et d'accélération peuvent devenir très grandes. En effet, pour une poursuite en distance, une accélération de 3 g, soit 30 m.s^{-2}, est déjà considérable. Si on admet, pour cette accélération de 30 m.s^{-2}, une erreur de 5 m, on obtient une constante d'accélération de 6, la constante de vitesse étant pour un avion sonique de 60. Pour le même avion sonique passant à 30 m du radar, la constante de vitesse peut atteindre plusieurs milliers et la constante d'accélération un chiffre voisin de 100.

Il y a donc là un compromis à établir. On peut d'ailleurs partiellement tourner la difficulté en faisant varier systématiquement la bande passante des servomécanismes comme l'inverse de la distance, de façon à profiter de toute la précision angulaire aux grandes distances où les vitesses et accélérations sont faibles, mais où une petite erreur angulaire correspond à une grande erreur linéaire. En élargissant la bande pour les distances courtes, on peut ne pas perdre en précision linéaire tout en suivant des avions très rapides.

Il est évident que ces servomécanismes ne valent que par leur précision mécanique interne. Entraîner une antenne d'une tonne avec des accélérations de 50 degrés par seconde, tout en gardant des jeux de l'ordre de la minute d'arc, impose des précautions tout à fait spéciales dans la réalisation mécanique d'un tel équipement.

V. Exemple d'une réalisation récente de la Compagnie Française Thomson-Houston.

Nous allons, à titre d'exemple, commenter les quelques photographies d'un matériel français, construit en série par la Compagnie Française Thomson-Houston.

5.1. Présentation générale.

Le radar qui apparaît sur la figure 1 est un radar d'artillerie destiné à conduire le tir de batteries lourdes à grande distance. Il est monté en véhicule

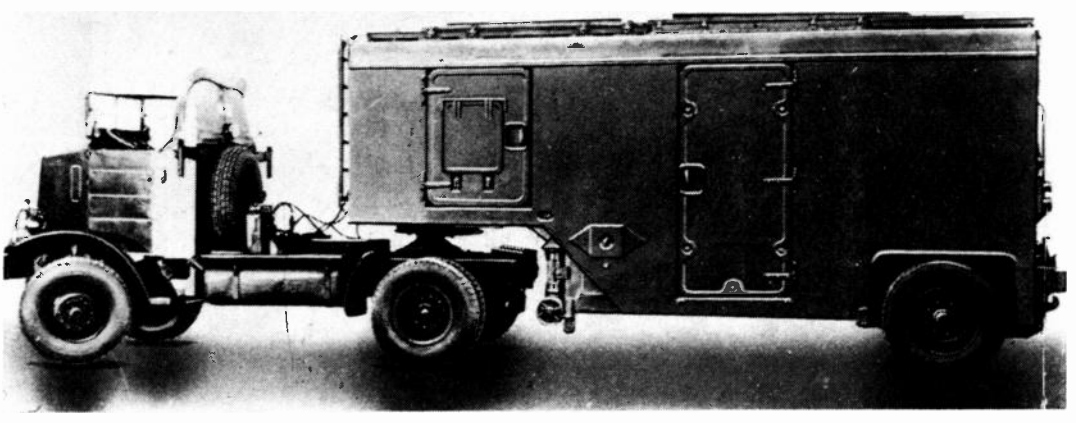


Fig. 4

tous terrains en semi-remorque conforme aux normes de la circulation sur route. Sa hauteur en particulier, est inférieure à celle des matériels étrangers similaires, ce qui lui permet de passer sous tous les ponts. Il est transportable par chemin de fer, au plus petit gabarit européen, sur wagon standard. Pour ce faire, l'antenne a été rendue escamotable à

l'intérieur du véhicule en position de transport, comme on le voit sur la figure 5.

En position d'exploitation (figure 6) l'antenne libère un large espace à l'intérieur du véhicule, ce qui donne à l'opérateur toute liberté de mouvement.

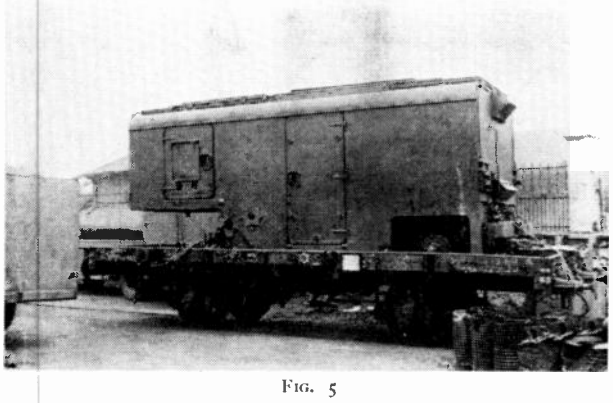


FIG. 5

La mise en station s'effectue très rapidement et l'horizontalité, condition primordiale à l'élaboration des coordonnées, est assurée par des vérins et contrôlée par les niveaux à bulle.

Sur cette remorque se trouvent :

— l'antenne,

— la baie avant, qui contient l'émetteur-récepteur,

— la baie arrière, qui contient tous les circuits de poursuite automatique, de présentation et de commande,

— un ensemble de machines tournantes à l'avant, isolé acoustiquement avec, en particulier, un convertisseur 400 Hz et les amplidynes des servomécanismes angulaires.

5.2. MÉCANISMES.

Le schéma de la figure 7 permet de voir le mécanisme de rotation cônique avec l'alternateur de référence dont il a été question plus haut. Cette rotation s'effectue à 30 tours par seconde.

Les mécanismes de site sont divisés en deux, dans deux carters. L'un est le mécanisme de commande, l'autre le mécanisme d'analyse entraînant deux selsyns et un potentiomètre.

Sur la figure 8 on voit les deux mécanismes de gisement qui sont séparés au point de vue cinématique de façon à éliminer toute transmission de puissance dans le réducteur d'analyse à rattrapage de jeux.

La baie avant ne présente pas de particularités notables. Elle contient un émetteur-récepteur accordé dans la bande 10 cm, d'un type tout à fait classique pour lequel l'effort essentiel a porté sur une grande sécurité de fonctionnement alliée à une facilité d'entretien et de contrôle remarquable. Tous les éléments sont très facilement accessibles par l'avant grâce à des châssis basculants, y compris celui de la tête haute fréquence, qui est raccordé à l'antenne par une bride à enclenchement rapide avec un relais de sécurité interdisant évidemment le fonctionnement de l'émetteur lorsque le guide est ouvert.

La baie arrière renferme tous les circuits de réception et tous les châssis amplificateurs de servomécanismes dits « à erreur-vitesse » c'est-à-dire qu'à une certaine tension d'erreur à l'entrée de la chaîne directe, correspond une vitesse de rotation de l'aérien. Les premiers étages sont du type électronique, les deux derniers étages sont constitués par un amplidyne à faible constante de temps alimentant un

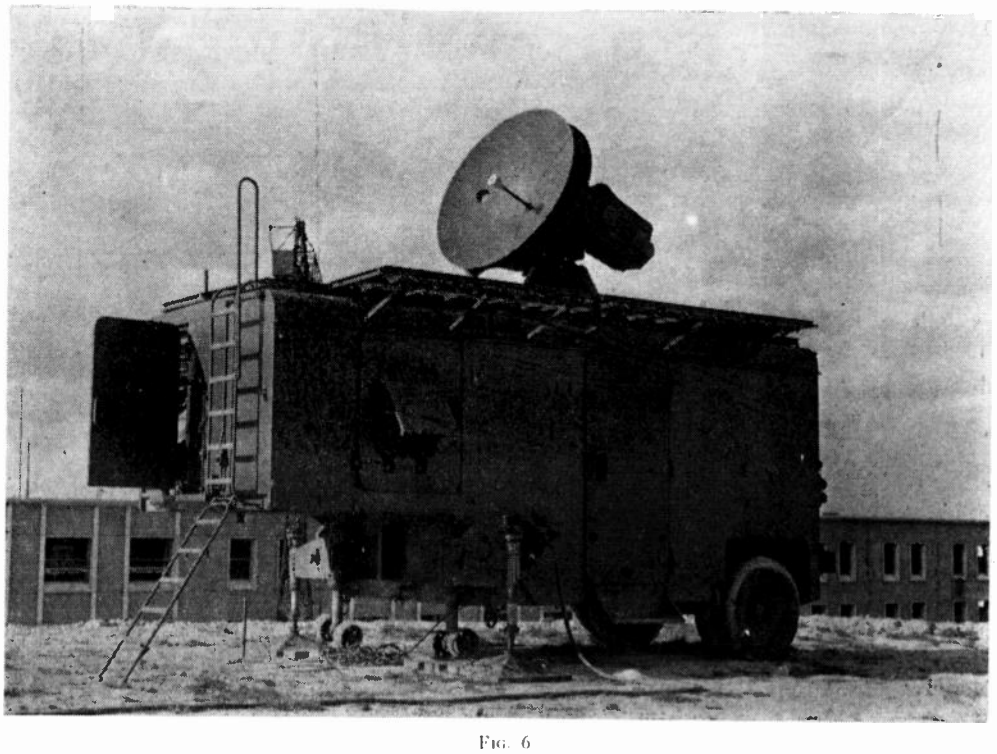


FIG. 6

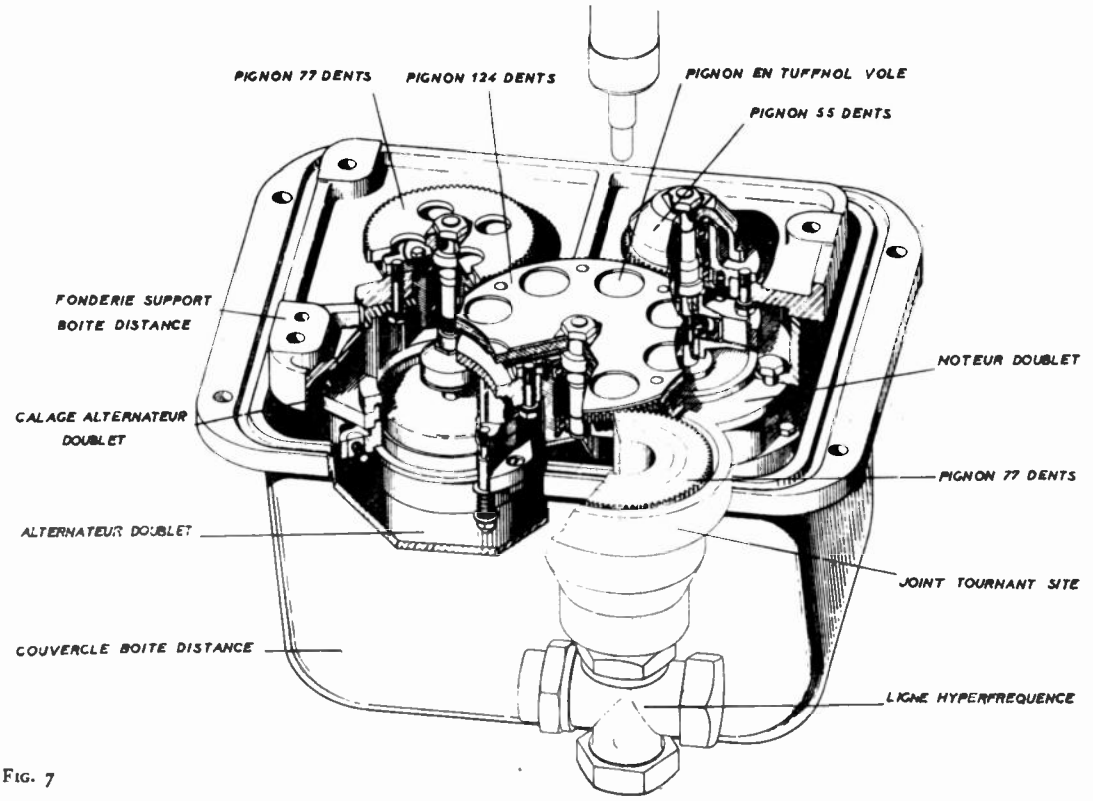

PIGNON 77 DENTS
PIGNON 124 DENTS
PIGNON EN TUFFNOL VOLE
PIGNON 55 DENTS
FONDERIE SUPPORT BOITE DISTANCE
MOTEUR DOUBLET
CALAGE ALTERNATEUR DOUBLET
PIGNON 77 DENTS
ALTERNATEUR DOUBLET
JOINT TOURNANT SITE
COUVERCLE BOITE DISTANCE
LIGNE HYPERFREQUENCE

FIG. 7

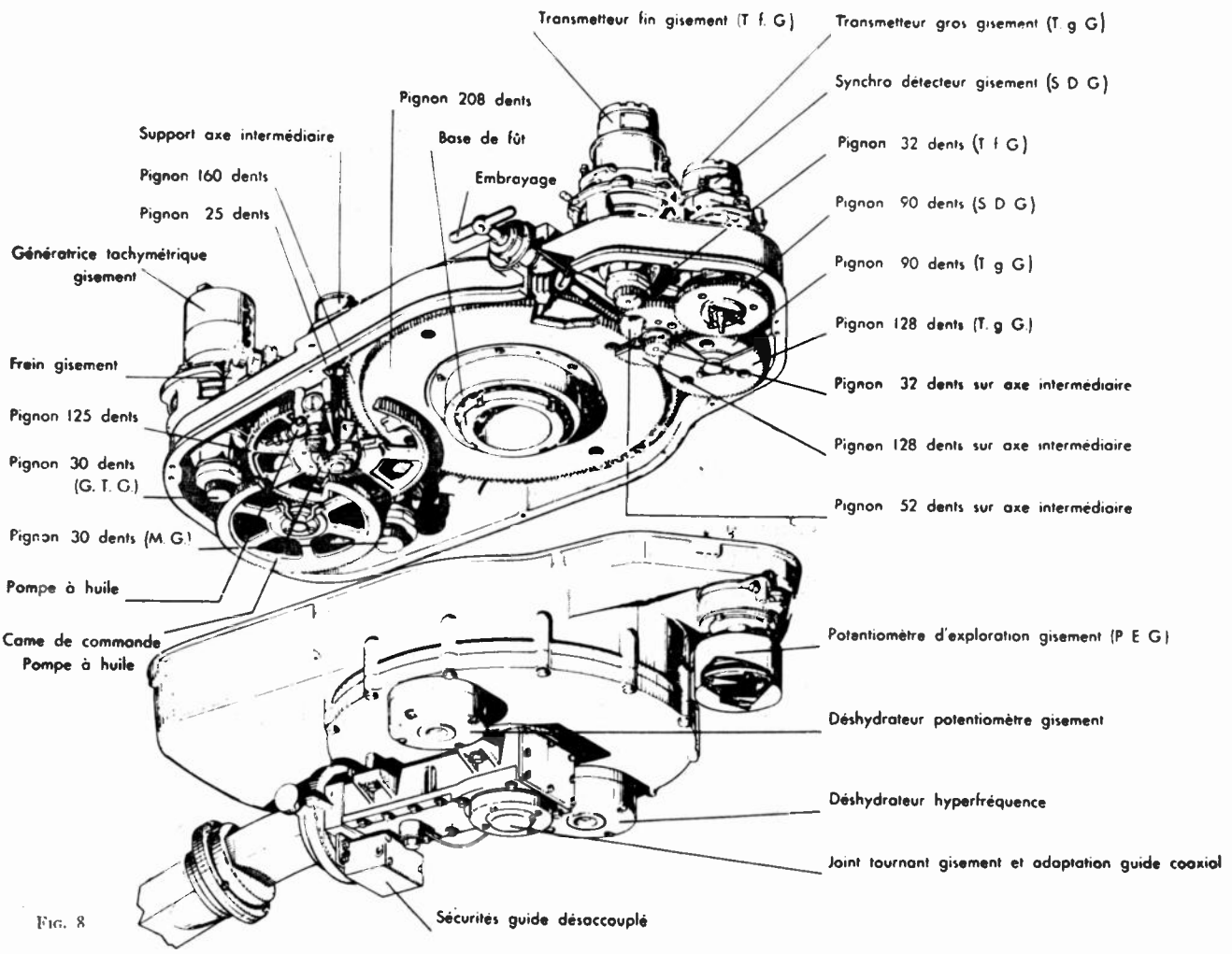

Transmetteur fin gisement (T f G)
Transmetteur gros gisement (T g G)
Synchro détecteur gisement (S D G)
Pignon 208 dents
Support axe intermédiaire
Base de fût
Pignon 32 dents (T f G)
Pignon 160 dents
Embrayage
Pignon 25 dents
Pignon 90 dents (S D G)
Génératrice tachymétrique gisement
Pignon 90 dents (T g G)
Pignon 128 dents (T g G)
Frein gisement
Pignon 32 dents sur axe intermédiaire
Pignon 125 dents
Pignon 128 dents sur axe intermédiaire
Pignon 30 dents (G T G)
Pignon 52 dents sur axe intermédiaire
Pignon 30 dents (M G)
Pompe à huile
Potentiomètre d'exploration gisement (P E G)
Came de commande Pompe à huile
Déshydrateur potentiomètre gisement
Déshydrateur hyperfréquence
Joint tournant gisement et adaptation guide coaxial
Sécurités guide désaccouplé

FIG. 8

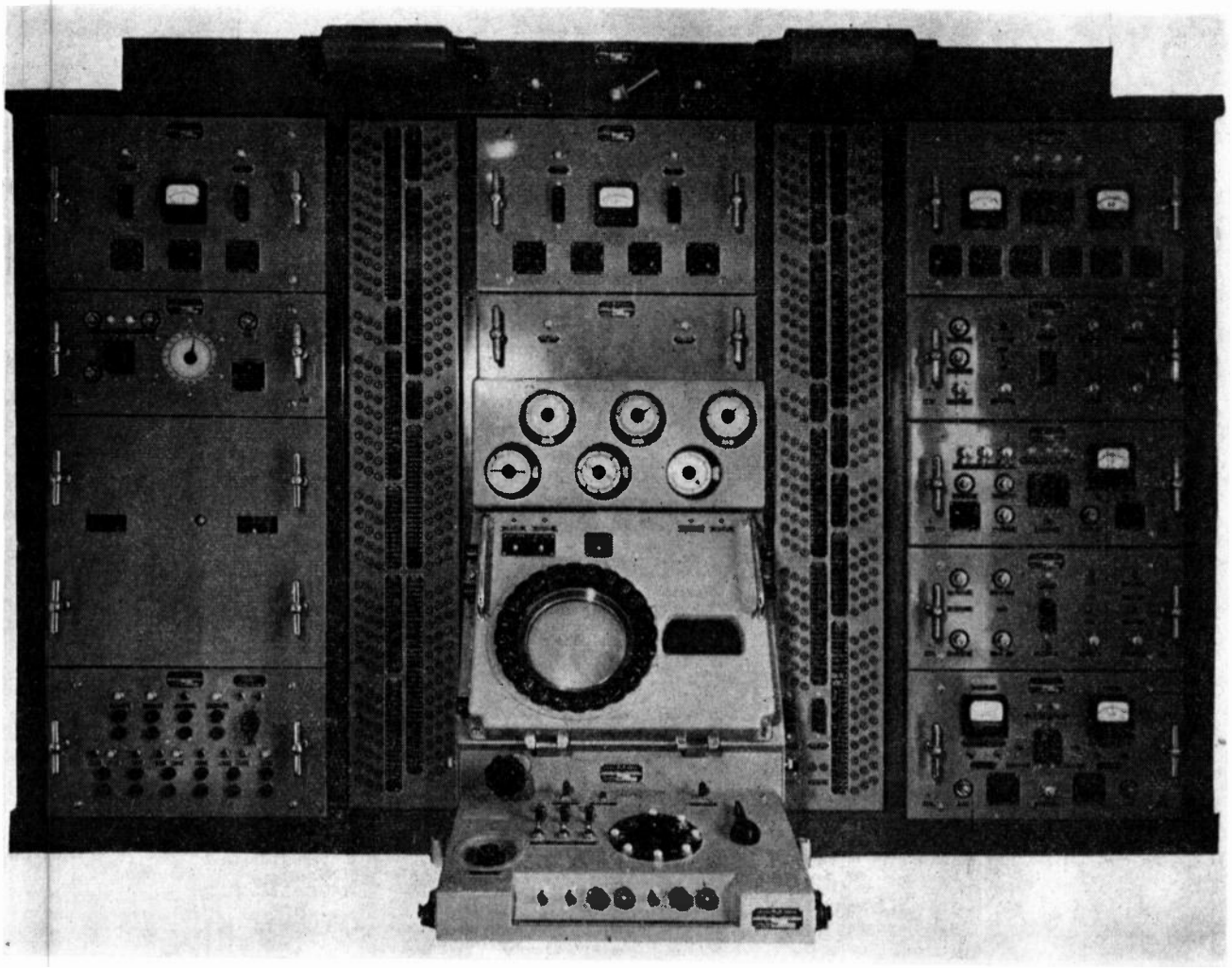


FIG. 9

moteur à courant continu à excitation séparée. Bien entendu, toute cette chaîne est stabilisée par contre-réaction sélective. Ces servomécanismes sont établis pour une plage de variation extrêmement grande, puisque l'avion poursuivi peut se présenter sous tous les angles. Expérimentalement, on peut faire tourner l'antenne, en gisement par exemple, sans à coups depuis un tour en deux secondes jusqu'à un tour en plusieurs heures.

5.3. EXPLOITATION.

Le pupitre d'exploitation (figure 10). a été établi, en tenant largement compte des renseignements des radars étrangers antérieurs et de l'expérience des spécialistes français de la direction de tir.

Toutes les commandes et les indicateurs sont groupés sur un même pupitre dont l'inclinaison et la hauteur ont été calculées pour le plus grand confort de l'opérateur et surtout pour la vision sans parallaxe des indicateurs.

Ceux-ci sont au nombre de deux :

— indicateur panoramique,

— indicateur distance.

Une clé à plusieurs positions permet de choisir les différents modes de fonctionnement du radar, au nombre de quatre principaux :

— recherche autonome,

— télécommande pour l'acquisition à partir d'une station de surveillance,

— acquisition, où les trois coordonnées sont commandées manuellement par l'opérateur,

— poursuite automatique.

Il existe entre ces quatre modes d'exploitation de nombreux intermédiaires, par exemple les coordonnées angulaires sont données par un poste optique, etc...

En recherche, l'aérien explore l'espace suivant une trajectoire en hélice, le site étant balayé lentement tandis que le gisement tourne à une vitesse de l'ordre de 20 t/mn.

Lorsque l'opérateur aperçoit son objectif, il bloque le site de l'antenne et amène sur l'indicateur

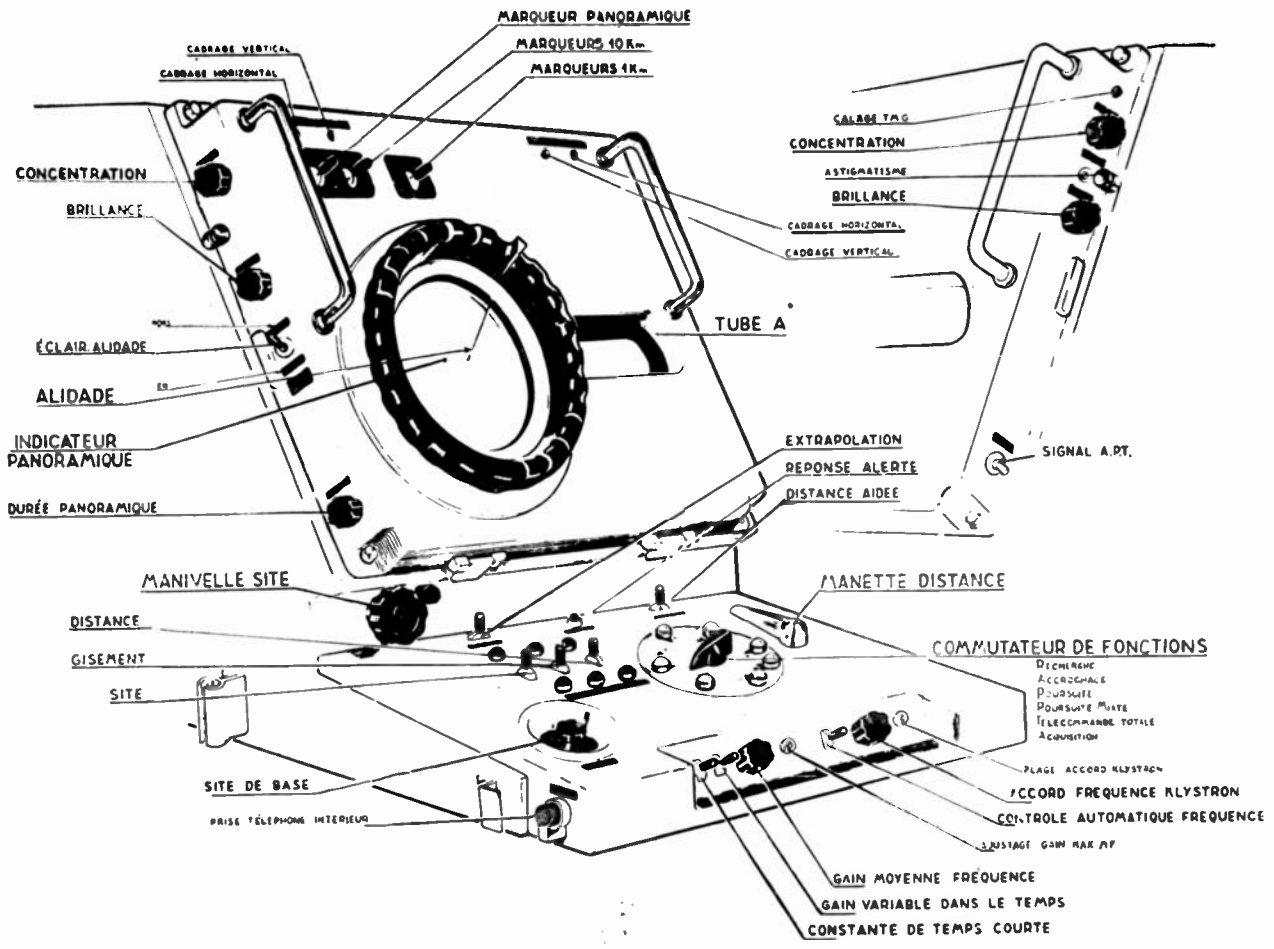


FIG. 10. — Pupitre R P.

panoramique une alidade radiale. Il amène également au voisinage de l'écho le marqueur de distance.

En passant en « accrochage » l'antenne se verrouille en site et en gisement sur les données affichées par l'opérateur, on voit alors apparaître son écho sur l'indicateur type A.

Celui-ci possède de plus une zone dilatée, (fig. 11)

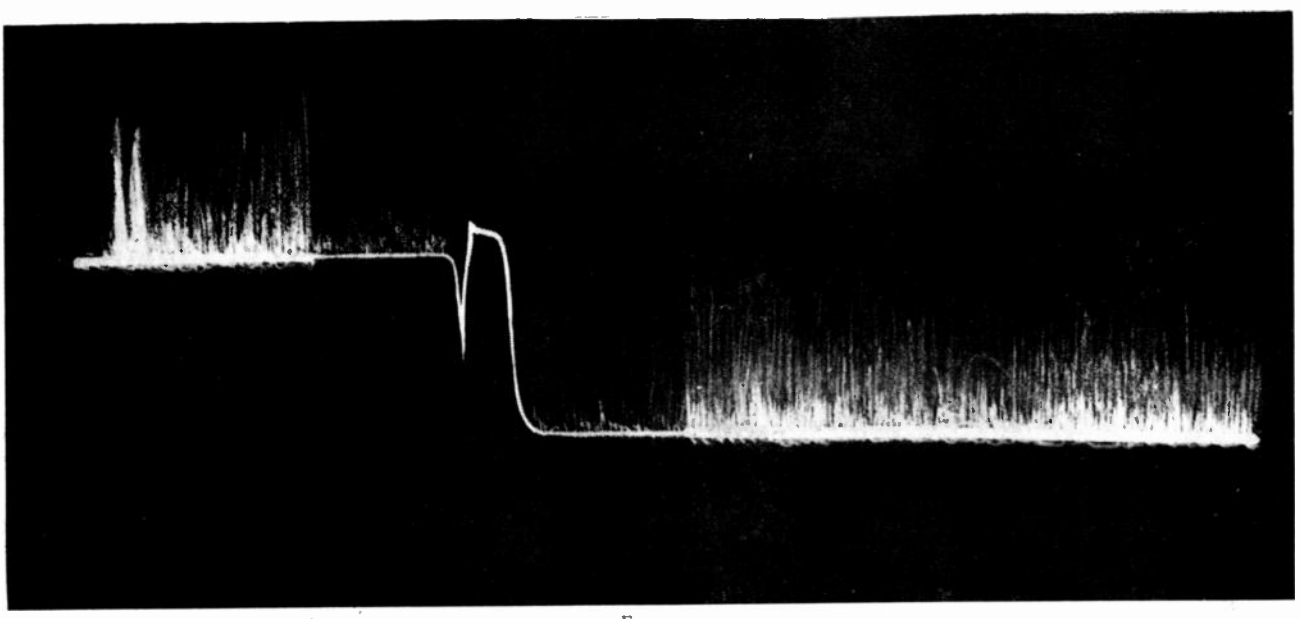


FIG. 11

servant de loupe, pour ajuster avec précision la fenêtre de distance sur l'écho. Cet ajustage est fait par une seule clé qui commande, dans un sens ou dans l'autre, soit un moteur lent qui est celui de la poursuite, soit, en appuyant à fond, un moteur rapide qui permet d'arriver très vite dans la zone de l'écho. Le moteur lent est alors déchargé.

En amenant la clé principale en position « poursuite », le radar part en poursuite automatique suivant ses trois coordonnées. Cette opération est effectuée en moins de 5 secondes par un opérateur sans grand entraînement, la prise d'objectif est pratiquement impossible à manquer, chaque manœuvre étant presque évidente pour l'opérateur.

5.4. Transmission des données.

Le but final de ce type de radar est la transmission des coordonnées de l'avion actuel à un calculateur.

Dans ce radar, les coordonnées peuvent être transmises de deux façons, suivant le type de calculateur associé. La transmission par selsyn ne présente rien de particulier. On utilise pour chaque donnée : site, gisement, distance, deux selsyns dont un démultiplié pour donner la précision voulue.

On peut transmettre également les coordonnées rectangulaires de l'objectif au moyen de potentiomètres, en faisant les opérations classiques de passage des coordonnées sphériques en coordonnées cartésiennes.

Pour cela on utilise des potentiomètres donnant une précision de 1/10 000. Le potentiomètre de calcul de la distance est un potentiomètre linéaire dont la dernière décimale de linéarité exigée est obtenue par un correcteur à came.

Les potentiomètres de site et de gisement sont du type sinus-cosinus. Le bobinage est fait linéairement et c'est la loi de déplacement des curseurs qui donne la fonction sinus ou cosinus. Un correcteur à came permet également d'obtenir la dernière décimale exigée.

VI. Conclusions.

Le radar sur lequel nous avons jeté un coup d'œil rapide, est un exemple de réalisation dérivant d'une technique sûre et longuement expérimentée. Nous en avons vu certaines limitations théoriques qui pour des matériels ayant des buts différents, pourraient devenir prohibitives.

La technique continue son évolution et d'autres études sont en cours ou en voie d'achèvement, permettant l'adaptation de cette technique aux nouveaux procédés de défense.

En terminant, nous tenons à remercier les services de la Direction d'Etudes et Fabrications d'Armement et de la Section d'Etudes et Fabrications des Télécommunications dont la tenacité et le grand esprit de coopération ont permis à la Compagnie Française Thomson-Houston de mener à bien une œuvre qui contribue à accroître le potentiel et le prestige de l'industrie radioélectrique française.

QUELQUES ASPECTS PARTICULIERS DES RÉSEAUX MOBILES EN ONDES MÉTRIQUES

PAR

H. RENARD et M. BRULEY

Ingénieurs à la Société « L.M.T. »

En France, les réseaux radio mobiles en ondes métriques sont très loin d'avoir le développement qu'ils atteignent dans de nombreux pays : aux Etats-Unis, le nombre d'équipements mobiles V.H.F (ou U.H.F.) atteignait déjà 480 000 en 1954 ; en Grande-Bretagne, 7 000 compte non tenu des Services Publics (Police et Pompiers) ; alors qu'en France, le nombre d'équipements ne dépasse guère 2 000 actuellement, presque exclusivement utilisés par les Services Publics de Sécurité.

Une telle différence est difficilement compréhensible, et un certain nombre de facteurs peuvent être mis en cause ; nous pensons cependant que, dans les années à venir, on assistera en France à une certaine augmentation de l'importance des réseaux mobiles.

Le présent article a pour but de rappeler différents problèmes généraux de propagation et de fréquences que pose l'établissement de réseaux V.H.F. mobiles.

Nous n'aborderons pas ici la description de réseaux particuliers, ni d'équipements particuliers. Un grand nombre d'articles ont été publiés à ce sujet, et l'on trouve une importante bibliographie dans les articles cités in fine. La contexture même des réseaux peut être extrêmement variée. Cependant, on peut distinguer deux grandes catégories :

1° La première groupe les réseaux de surveillance d'ouvrages d'art, à structure linéaire, où les équipements mobiles sont distribués sur un trajet de grande longueur, mais ne peuvent se déplacer latéralement que de façon limitée ; des exemples nombreux existent pour les auto-routes, les chemins de fer (Erie Rail Road) (1), les pipe-lines (Gas Pipeline Radiosystem) (2) ;

2° La deuxième catégorie groupe des mobiles se déplaçant à l'intérieur d'une zone dont aucune dimension n'excède 30 ou 40 km, et qui peuvent, en général, être entièrement desservis par un émetteur fixe unique ; c'est le cas de réseaux de chantiers, de réseaux urbains.

Cette division en deux catégories est évidemment arbitraire ; elle correspond à une délimitation très nette des problèmes de propagation et de fréquences ; en fait, certains réseaux très complexes peuvent appartenir aux deux catégories, et même grouper plusieurs sous-réseaux de la deuxième catégorie.

Les problèmes principaux posés par les réseaux de la première catégorie sont ceux de l'articulation entre elles des différentes stations fixes disposées le long de l'ouvrage ; par contre, le réseau individuel de chaque station ne pose pas de problème que le calcul ou une expérimentation simple ne puisse résoudre.

Au contraire, l'établissement d'un réseau urbain se heurte à un certain nombre d'obstacles tenant à la nature même de la zone à desservir : les zones urbaines sont industrialisées, et évidemment à circulation importante, d'où résulte un niveau de parasites élevé ; le champ au fond d'une rue bordée de maisons échappe au calcul, et il n'est pas possible de faire, pour chaque réseau à établir, un essai complet couvrant toutes les rues d'une agglomération ; enfin, les réseaux installés dans une même agglomération risquent d'être nombreux et de se perturber mutuellement, alors qu'ils ne sont pas exploités par le même utilisateur : une coordination étroite est donc nécessaire.

1. Propagation et champs parasites dans un réseau urbain.

Des précisions fondamentales peuvent être trouvées à ce sujet dans un article de W.R. YOUNG (3). Il fait, en particulier, ressortir nettement les différents éléments à examiner. Seule, l'expérience, ou à défaut une hypothèse basées sur un cas similaire connu, peut renseigner sur le niveau de parasites que l'on rencontre dans un réseau. Mais à partir de cet élément, l'article déjà cité permet d'établir les caractéristiques des équipements nécessaires pour constituer le réseau. En effet, les courbes données par YOUNG renseignent de façon précises sur l'écart entre le champ sur terre plane, sans obstacles, et le champ réel dans une ville, obtenu dans une proportion de temps de 10 %, 50 % ou 90 % : connaissant la topologie et la surface à couvrir, on peut donc calculer, de façon sensiblement exacte, le meilleur compromis économique entre la puissance, la hauteur et le gain d'antenne de la station fixe. Pour assurer la réception à poste fixe, il est généralement nécessaire de disposer plusieurs récepteurs en divers points de la zone à couvrir : cela tient au fait que les émetteurs fixes rayonnent souvent une puissance nettement supérieure à celle des équipements mobiles, et que, par ailleurs, les récepteurs fixes situés dans des zones centrales et munis d'antennes dégagées reçoivent souvent des parasites à un niveau supérieur à celui reçu par les équipements mobiles. Les courbes de W.R.YOUNG permettent de déterminer de façon approximative les emplacements de ces récepteurs fixes ; il est alors utile de compléter cette étude théorique par l'examen topologique des lieux, puis une mesure des champs parasites aux emplacements choisis.

On peut donc, à priori, calculer complètement le réseau, en s'aidant de mesures très simples. Après établissement du réseau sur ces bases, il est utile de faire un essai dans toute la zone à couvrir, pour déceler les points où la communication n'est pas assurée, ce qui peut obliger à effectuer une couverture supplémentaire.

2. Attribution de fréquences et brouillages.

Le problème d'attribution de fréquences est beaucoup plus complexe ; les phénomènes d'inter-action interviennent de façon très particulière dans les réseau mobiles V.H.F. ; ceci tient aux caractéristiques suivantes :

a) les équipements sont essentiellement mobiles, donc peuvent venir au voisinage des émetteurs susceptibles de causer du brouillage ;

b) les équipements fixes (émetteurs et récepteurs) sont placés en des endroits bien dégagés, à vue directe les uns des autres, donc le champ reçu par les récepteurs fixes des émetteurs fixes est supérieur à celui qu'ils reçoivent des émetteurs mobiles correspondants ;

c) les réseaux disposent souvent de plusieurs canaux qui sont très rapprochés pour être reçus par un équipement à étage H.F. non accordable ; il en résulte que les produits d'intermodulation sont particulièrement importants ;

d) enfin, le nombre important d'utilisateurs amène à utiliser, dans une même agglomération une partie importante du spectre disponible, et la sélectivité des récepteurs est relativement faible ($\pm$ 50 ou $\pm$ 100 kc/s).

Les principaux phénomènes perturbateurs proviennent de la désensibilisation du récepteur, du brouillage sur image, et des émissions parasites des stations fixes.

a) DÉSENSIBILISATION.

Sur la courbe 1 (figure 1), ont été reportées, pour un type d'équipement déterminé, les tensions causant une diminution de 6 dB de la sensibilité minimum utilisable. (Les mesures ont été faites de la façon suivante : la tension utile est injectée à un

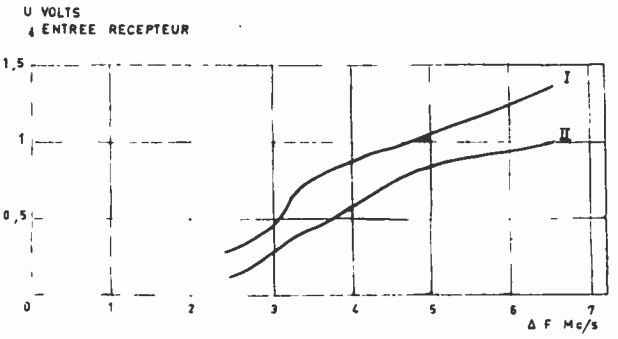


FIG. 1. — Courbes de désensibilisation des récepteurs. (Equipement 3463-X).

— Courbe N° 1 : Emetteur arrêté.

— Courbe N° 2 : Emetteur en fonctionnement dans un même coffret que le récepteur.

niveau tel que, en l'absence de brouilleur, le rapport Signal/Bruit soit de 26 dB ; la tension perturbatrice est augmentée jusqu'à ce que le rapport Signal-Bruit soit ramené à 20 dB).

La désensibilisation par émission sur canaux adjacents (à 100 kc/s dans le cas de l'équipement cité) intervient pour une tension perturbatrice de 5 mV. Tous les équipements actuels bien conçus ont, à notre connaissance, des tensions de désensibilisation du même ordre, comprises entre 3 et 10 mV ; l'écart de fréquence entre canaux adjacents est, suivant les équipements, de 100 kc/s, 50 kc/s et même 30 kc/s.

La désensibilisation d'un récepteur sera donc notable dès qu'il sera soumis au champ d'une fréquence émise sur le canal adjacent, à un niveau de 3 à 10 mV,

soit –64 à –54 dBW, ce qui correspond à un affaiblissement de l'émission de :

88 à 78 dB pour une puissance de 250 W.

81 à 71 dB pour une puissance de 50 W.

Ces valeurs d'affaiblissement peuvent être obtenues dans les conditions suivantes :

— Récepteur mobile aux environs de l'émetteur fixe perturbateur (0,5 à 2 km, d'après les courbes de W.R. YOUNG, pour une probabilité de 1 %) ;

— Récepteur fixe en vue directe de l'émetteur perturbateur, à des distances considérables (1 à 5 km suivant le dégagement des antennes, la fréquence, etc...).

Ce phénomène de désensibilisation crée donc des troubles dans les deux cas suivants :

1° Un mobile d'un réseau passe à proximité d'un émetteur de fréquence adjacente, alors qu'il est en limite de sensibilité sur la fréquence utile ; ceci n'a pour résultat que de créer autour des émetteurs perturbateurs de petites zones de mauvaise réception ;

2° Un récepteur fixe peut être désensibilisé en permanence par un émetteur fixe de fréquence adjacente, même à des distances importantes : le meilleur moyen d'éviter cet ennui consiste à séparer nettement les fréquences d'émission fixe, et les fréquences de réception, en formant ainsi deux groupes. C'est une des raisons qui militent en faveur des canaux à 2 fréquences, même pour l'alternat. Dans le cas où il est impossible de séparer les récepteurs des émetteurs, et où les fréquences de réception sont voisines des fréquences d'émission, on peut utiliser des filtres coaxiaux ; ce genre de filtre a été réalisé par L.M.T. pour l'équipement V.H.F. du Port de Marseille.

b) BROUILLAGE SUR IMAGE.

Dans la majorité des récepteurs d'équipement V.H.F. mobiles, la sélectivité sur image est de l'ordre de 70 à 80 dB ; le brouillage intervient donc lorsque le récepteur reçoit un signal utile voisin de son seuil de sensibilité (1 μV par exemple), et en même temps un brouilleur sur image à un niveau de 80 dB supérieur, soit 10 mV environ : on retombe donc sur une valeur voisine de la valeur critique de désensibilisation, et les cas où le phénomène peut être gênant sont les mêmes que ci-dessus ; il faut cependant ajouter que si la fréquence-image est assez éloignée de la fréquence utile, il est possible d'adjoindre un filtre dont le prix est raisonnable pour un récepteur fixe.

c) PRODUITS NON DÉSIRÉS DES ÉMETTEURS FIXES.

Les émetteurs V.H.F. étant constitués d'un certain nombre d'étages multiplicateurs, des émissions ont lieu sur tous les multiples de l'oscillateur local les multiples voisins de la fréquence désirée constituent des brouillages dans la bande V.H.F. ; seul le fabriquant de matériel peut, dans une certaine mesure, agir sur ce facteur.

Si plusieurs émetteurs fonctionnent simultanément sur les fréquences f_1 et f_2, ils donnent lieu à des produits d'intermodulation sur les fréquences $mf_1 + nf_2$ (m et n entiers, positifs ou négatifs) ; ces produits parasites prennent naissance, soit dans les émetteurs eux-mêmes s'ils sont proches, soit dans les récepteurs dès qu'ils reçoivent sur les deux fréquences des niveaux de l'ordre du millivolt.

Le nombre de ces produits parasites croît très vite avec le nombre d'émetteurs en service au même point ; ces produits sont particulièrement à craindre :

1° du fait que, généralement, deux fréquences f_1 et f_2 d'un même réseau sont très voisines, et les produits $f_1 + m(f_1 - f_2)$ sont alors eux-mêmes très rapprochés, de sorte qu'il est très difficile de les éliminer ;

2° du fait que les niveaux de ces émissions sont souvent très élevés, et ceci d'autant plus que la puissance des émetteurs eux-mêmes croît : c'est-à-dire que ces produits sont plus forts dans une agglomération importante, où l'on emploie des émetteurs puissants, et où l'on aurait besoin d'un spectre plus étendu, en sacrifiant moins de fréquences interdites.

En particulier, si l'on est obligé d'utiliser dans le même réseau 3 fréquences f_1, f_2 et f_3 liées par la relation $f_3 = f_1 + m(f_1 - f_2)$, l'émission simultanée de f_1 et f_2 crée une fréquence f_3, d'où faux appels et diaphonie sur ce 3e canal ; un moyen simple de pallier ce défaut consiste à émettre sur la 3e fréquence dès que les deux autres sont utilisées, même si l'on n'a aucune information à transmettre ; la puissance émise couvre ainsi complètement le produit d'intermodulation. Ce procédé a été appliqué, par exemple, à Chicago (4). Il entraîne un certain nombre d'inconvénients : en particulier, l'émission fréquente de produits d'intermodulation en dehors du spectre utilisé par le réseau intéressé, l'encombrement de l'éther, d'où brouillages accrus à distance importante. D'ailleurs, ce procédé est inapplicable dans l'alternat à une fréquence.

d) Enfin, bien d'autres troubles peuvent survenir, mais généralement moins grands, ou que l'on peut atténuer par une modification de la structure du réseau : ce sont surtout les intermodulations intervenant dans un récepteur situé à proximité d'émetteurs.

3. Problèmes spéciaux aux réseaux exploités en duplex.

Les utilisateurs d'équipements mobiles ne sont pas, en général, des transmetteurs spécialisés ; ce sont, au contraire, des personnes déjà occupées à une tâche déterminée, et auxquelles l'utilisation de l'équipement ne doit apporter aucune contrainte. C'est pourquoi il est intéressant de supprimer la manipulation même d'une pédale de combiné ; de plus, le trafic duplex permet d'interrompre l'utilisateur

prolixe d'un équipement mobile qui occuperait trop longtemps un canal.

Les problèmes, proprement radio-électriques, posés par le trafic duplex à la station fixe ne sont pas de nature particulière ; par contre, sur l'équipement mobile, il faut pouvoir utiliser la même antenne pour l'émission et la réception.

Les problèmes suivants apparaissent :

a) Désensibilisation du récepteur.

La courbe 2 (figure 1) donne, en fonction de l'écart de fréquence, les tensions perturbatrices causant une perte de sensibilité de 6 dB au récepteur des équipements type 3463-X, lorsque l'émetteur est dans le même coffret. Si l'écart entre les fréquences est de 3,5 Mc/s, par exemple, il faut réduire la tension injectée à l'entrée des récepteurs à 0,5V, soit –23 dBW.

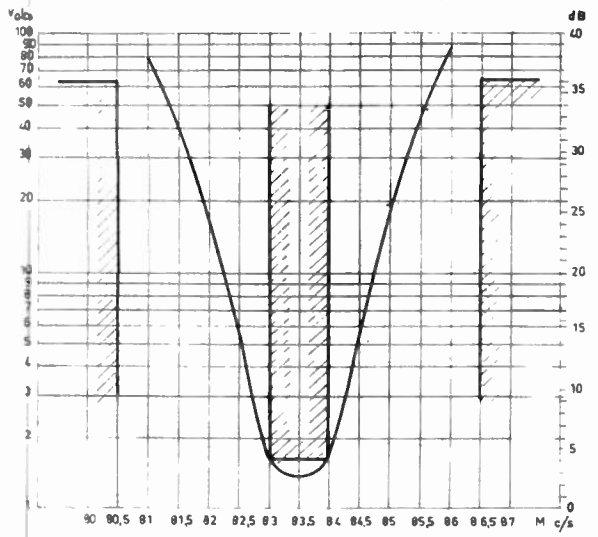


Fig. 2. — Filtre duplex. Bande passante utile 83 – 84 Mc/s. Gabarit et caractéristiques réelles obtenues.

On trouve le gabarit du filtre nécessaire sur la figure 2 pour un équipement de 20 Watts, et la courbe de réponse du filtre réellement établi pour résoudre ce problème (courbe a : affaiblissement entre antenne et récepteur, le filtre étant terminé sur 50 ohms côté émetteur ; – courbe *b* : affaiblissement entre sortie émetteur et antenne, le filtre étant terminé sur 50 ohms côté récepteur).

b) Images parasites.

La présence permanente, à l'entrée du récepteur, d'une forte tension à la fréquence d'émission, entraîne dans les premiers étages du récepteur, jusqu'à la mélangeuse, des possibilités nouvelles d'intermodulation. La présence du filtre passe-bande réduit heureusement toutes les émissions extérieures à la bande passante du récepteur, de sorte que ces phénomènes semblent peu à craindre en pratique.

Conclusion.

En dehors du problème de construction des équipements eux-mêmes, l'organisation de réseaux mobiles V.H.F. pose des problèmes très particuliers.

L'augmentation de l'importance de ces réseaux, prévisible dans les prochaines années, nécessite une étroite coordination, de façon à utiliser au mieux le spectre disponible.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Planning a railroad system, by W.S. Young. — *Communication Engineering*, jan.-feb. 1954.

[2] Gas Pipeline Radio System, by H. Keeling. — *Radio Communication*, jan. 1952.

[3] Comparison of mobile radiotransmission at 150 – 490 – 900 and 3,700 Mc, by W.R. Young Jr. — *B.S.T.J.*, nov. 1952.

[4] A six-system urban mobile telephone installation with 60 kc spacing, by R.C. Shaw, P.V. Dimock, W. Strack, W.C. Hunter. — *P.I.R.E.*, nov. 1950.

[5] Les ondes métriques dans le service mobile, par R. Herrmann. — *Onde Electrique*, mai 1953.

LA NORMALISATION DES ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉVISION A LA RADIODIFFUSION-TÉLÉVISION FRANÇAISE

PAR

L. GOUSSOT

Ingénieur en Chef des Télécommunications
Service des Études de la R. T. F.

Depuis 10 ans, l'évolution de la Radiodiffusion est dominée par le développement rapide de la télévision. L'équipement du réseau national français est en cours, mais l'équipement complet d'un tel réseau demande de nombreuses années. Dans ce domaine l'évolution de la technique est particulièrement rapide et l'Administration, soucieuse de maintenir l'homogénéité de son équipement, a été amenée à donner au matériel des caractéristiques techniques précises ayant valeur de normes.

Cette normalisation de matériel a été entreprise dès 1950 par l'Administration avec la collaboration active des Sociétés privées intéressées, consultées directement ou par l'intermédiaire du Syndicat National des Industries Radioélectriques par sa commission spécialisée du S.P.E.R. Il a été ainsi possible de définir avec précision un ensemble cohérent d'organes permettant de résoudre les problèmes variés posés par l'étude d'une chaîne de télévision. L'unité de cet ensemble est caractérisée par le fait que des organes répondant à la même spécification, mais construits par des sociétés différentes, sont rigoureusement interchangeables tant mécaniquement qu'électriquement. Par contre, dans la plus large mesure possible, la constitution interne de l'organe est laissée au choix du constructeur, ce qui autorise une amélioration continue de la qualité et de la sécurité de fonctionnement. C'est dans ce domaine fondamental que la concurrence reste efficace.

Cette normalisation n'est d'ailleurs pas limitée à la télévision. La prise de vue s'accompagnant de la prise de son, le matériel basse-fréquence fait l'objet d'une étude parallèle qui entre tout naturellement dans l'étude plus générale de l'équipement de la future Maison de la Radio de Paris.

Le matériel d'émission et de liaison par relais hertzien, prolongeant les chaînes de prise de vue et de son, a fait également l'objet d'études de normalisation.

La collection des Spécifications Techniques normalisées par la Radiodiffusion-Télévision Française est présentée ici sous forme de fiches rassemblant les caractéristiques principales du matériel mais négligeant certains détails d'importance secondaire. Ces fiches portent le numéro de la spécification. La lettre qui suit le numéro caractérise dans l'ordre alphabétique les éditions successives de la spécification.

Principes généraux de la normalisation.

L'étude des organes constituant l'équipement d'un studio est nécessairement liée à la mise au point d'une doctrine d'exploitation qui précise les besoins et les méthodes de travail de l'exploitant.

Cette première étude, souvent délicate, permet de définir la contexture générale de la chaîne type et des variantes possibles.

A partir des schémas de principe ainsi adoptés, les ensembles techniques simples que nous appelons « organes » sont délimités en cherchant à respecter le plus possible la règle suivante : une chaîne se compose d'un nombre d'organes aussi réduit que possible et un organe, assurant complètement une fonction technique précise, doit pouvoir être utilisé dans le plus grand nombre possible de schémas d'ensemble.

Ces organes font alors l'objet d'une spécification technique précisant d'une part les caractéristiques

mécaniques, d'autre part les caractéristiques électriques externes.

Dans ces conditions, l'étude d'une chaîne répondant à un problème d'exploitation donné, consiste principalement à assembler les organes dans une disposition convenable. Les problèmes techniques sont ainsi très simplifiés.

Normalisation de la construction mécanique.

A l'exception des émetteurs puissants mettant en jeu des éléments d'encombrement important, le matériel radioélectrique est formé d'un assemblage de pièces de très faibles dimensions, ce qui laisse une grande souplesse à la construction mécanique des organes. Le choix d'une disposition mécanique est ainsi influencé principalement par les conditions d'emploi, ce qui explique la grande variété des solutions adoptées. Il est toutefois possible de classer ces solutions en deux catégories principales, à savoir :

— Les montages en châssis nus vissés sur une baie verticale, laquelle en constitue le support obligatoire. Le type le plus pur de ce système est le rack dit international dont l'emploi est particulièrement économique. Ce rack présente cependant certains défauts qui expliquent la grande diversité des variantes utilisées, diversité dans les dimensions, la protection, l'accessibilité, etc...

— Les montages en caissons fermés indépendants pour lesquels un support spécialisé est facultatif et peut prendre des formes diverses. L'appareil de laboratoire entre en général dans cette catégorie ainsi que le matériel monté sur véhicule.

Le système mécanique normalisé par la R.T.F. est le montage en caisson. Ce système s'est révélé très souple et permet en particulier :

— d'inclure dans un ensemble homogène des organes de volumes très différents allant du récepteur de télévision à tube de 43 cm à l'amplificateur basse-fréquence comportant 2 tubes ;

— d'utiliser le même organe en station fixe et sur véhicule ;

— d'utiliser le même organe sur des supports très différents, baies diverses, pupitres, table de laboratoire, etc...

— de permettre l'interchangeabilité des organes sans imposer des conditions mécaniques sévères ;

— de faciliter le stockage et le transport du matériel.

Les caractéristiques mécaniques normalisées des caissons font l'objet de la spécification R.T.F. S.N. 011. Cette normalisation porte principalement sur les cotes nominales qui sont des multiples de 50 mm et sur certains éléments de fixation.

Dans cette conception, le caisson est l'élément essentiel et le support sur lequel il est placé prend des formes adaptées au problème d'exploitation posé.

Toutefois, il est souvent commode de placer les caissons dans un meuble en forme de baie qui reçoit le câblage fixe de l'ensemble. Plusieurs types de baies ont été ainsi définis avec précision afin de faciliter leur construction et leur emploi.

La spécification S.N. 011 précise les caractéristiques de la baie type dite de 60 cm qui est la plus utilisée.

L'ÉQUIPEMENT DES STUDIOS DE TÉLÉVISION

Les signaux.

Les caractéristiques du système français de télévision à 819 lignes font l'objet de la spécification S.N. 041. Cette spécification précise en particulier la forme des principaux signaux video-fréquence et les tolérances sur les durées et la forme des fronts raides, etc... Les signaux qui empruntent les câbles coaxiaux reliant les organes entre eux, sont au nombre de 5, à savoir :

— Les 3 signaux dits « de base » ne comportant pas d'information de luminance et destinés au découpage d'analyse. Ces signaux sont :

— le signal de suppression de ligne ;

— le signal de suppression de trame.

— le signal mixte de synchronisation comprenant les deux signaux de synchronisation de ligne et de trame.

— Les 2 signaux dits « d'image » portant l'information traduisant la luminance des points de l'objet et qui sont :

— le signal d'image simple comprenant entre chaque ligne et chaque trame un palier de suppression qui sert de référence de niveau au signal de luminance occupant le reste du temps ;

— le signal d'image complet constitué par le signal simple précédent auquel viennent s'ajouter les signaux de synchronisation de ligne et de trame.

Entre les organes, la tension crête à crête nominale de ces 5 signaux est toujours égale à 1 Volt. La polarité est également précisée. Le câble coaxial de 75 ohms est le seul utilisé entre organes. Si la longueur du câble entraîne un affaiblissement notable, le niveau nominal de 1 Volt est imposé en principe à l'entrée de ce câble. Les organes comportent toujours une tolérance de gain suffisante pour s'accommoder de valeurs notablement différentes de 1 V.

La spécification S.N. 041. précise enfin les principales caractéristiques du signal haute-fréquence radiodiffusé et, en particulier, donne le plan d'utilisation des canaux d'émission.

Les essais de qualité des équipements.

A côté d'essais particuliers à chaque organe, certaines caractéristiques sont communes à de nombreux organes. C'est le cas, en particulier, des essais de

transmission des amplificateurs video-fréquence qui comprennent : l'essai de réponse amplitude-amplitude, l'essai de réponse amplitude-fréquence et les deux essais complémentaires en régime transitoire, réponse aux signaux carrés à 50c /s et réponse au passage des fronts raides.

Les mesures sont classiques mais l'existence des circuits qui alignent le signal sur le palier de suppression rend nécessaire la présence des signaux de base. Le signal de mesure doit donc être un signal d'image complet. Les appareils de mesure courants de laboratoire ne fournissent pas un tel signal et il a été nécessaire de créer un appareil de mesure spécialisé dit « générateur de signaux types » dont les caractéristiques ont fait l'objet d'une spécification R.T.F. A la réception, le signal est en général, observé sur un oscilloscope de qualité appropriée.

La transformation image-courant et courant-image aux deux extrémités de la chaîne de télévision nécessite un contrôle de qualité particulier qui s'opère à l'aide de mires, dont les plus utilisées, représentées sur la figure 1, comprennent :

— *La mire de demi-teintes* qui permet la mesure de la relation existant entre l'amplitude du signal et la brillance de l'objet. Dans un précédent article (*) M. ANGEL a développé les problèmes posés par la traduction des demi-teintes en télévision.

La relation théorique par rapport à laquelle sont fixées les tolérances est donnée par la formule :

$$u = V \cdot \left(\frac{B}{B_{max}}\right)^{0,68}$$

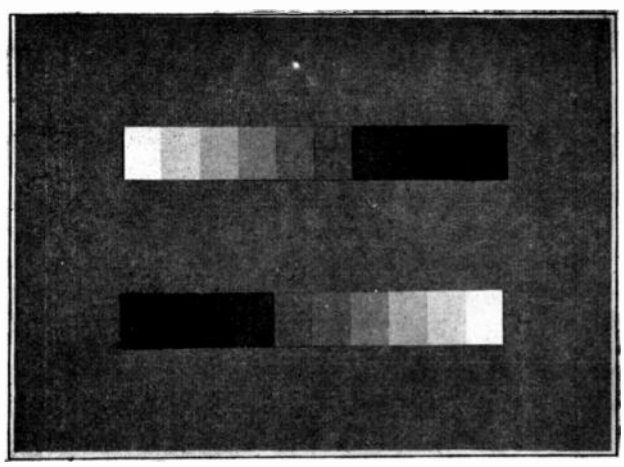
ou u est l'élongation de luminance du signal d'image ;

V est l'amplitude crête à crête nominale du signal ;

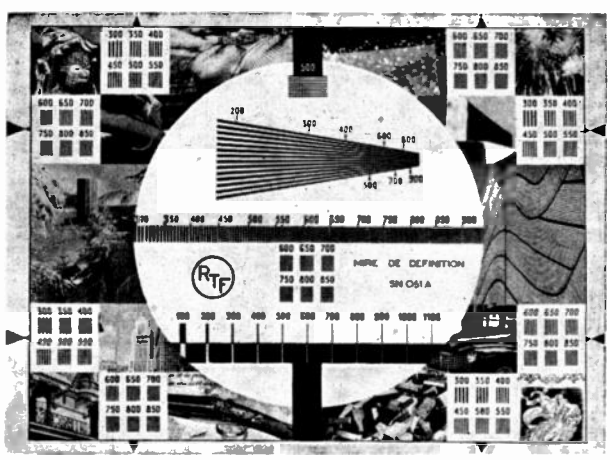
B la luminance du point du sujet ;

B_{max} la valeur de cette luminance pour laquelle une élongation égale à l'amplitude nominale est atteinte.

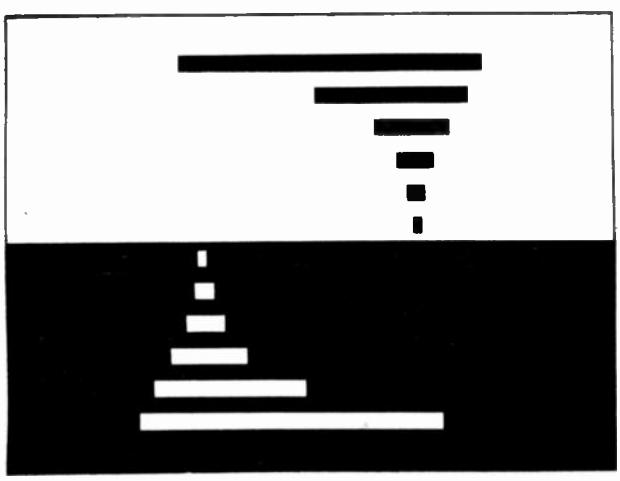
* Y. ANGEL — Considérations sur le fonctionnement des Vidigraphes — Onde Electrique, n° 333, de décembre 1954.



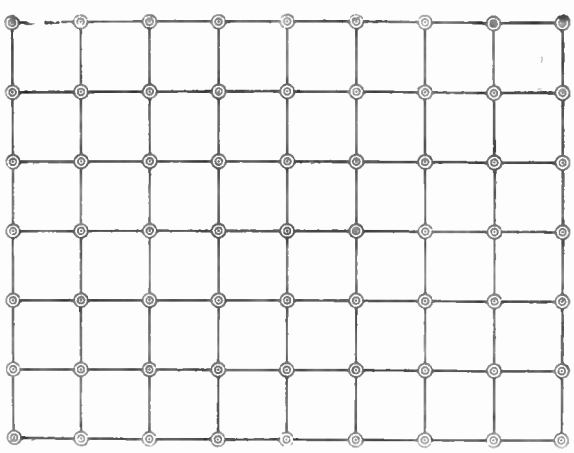
Mire de demi teinte



Mire de définition



Mire de trainage



Mire de géométrie

FIG. 1

Toutefois, la loi ci-dessus n'est applicable que pour $B \geqslant \frac{1}{30} B_{max}$.

Pour les valeurs de B plus faibles, les valeurs de u devront rester supérieures à 0,05 V environ.

— La *mire de définition* qui permet d'apprécier les conditions de traduction des fréquences élevées. Les mires sont repérées par le nombre de barres noires et blanches alternées pouvant prendre place dans la largeur de l'image utile. Si N est le numéro de la mire, la fréquence fondamentale du signal carré correspondant aux barres noires et blanches est

$$f = 1{,}28 \cdot N \cdot 10^4 \text{ c/s.}$$

La définition de l'image est repérée par la mire de numéro le plus élevé dont les traits sont discernables sur l'image.

2° La différence entre les longueurs des deux diagonales, la différence entre les longueurs homologues des deux paires de côtés opposés, les flèches de chacun des côtés, mesurées en pourcent de la diagonale moyenne de l'image, caractérisent la distorsion de cadre.

A ces essais s'ajoute encore la mesure du *bruit de fond*. Le rapport signal /bruit pris en considération dans les spécifications est le rapport entre l'amplitude maximum noir-blanc du signal de luminance et l'amplitude de quasi crête à crête du bruit (fig. 2).

La mesure de cette amplitude de quasi crête, effectuée sur l'écran d'un oscilloscope, est délicate. En théorie, cette amplitude quasi crête à crête du bruit est définie comme étant le double de l'amplitude instantanée du bruit dépassée pendant 1 % du temps. Lorsque la répartition statistique de ces amplitudes instantanées obéit à la loi de Gauss, l'amplitude de quasi crête à crête du bruit est égale à 5,16 fois (écart de 11 dB) la valeur efficace correspondante.

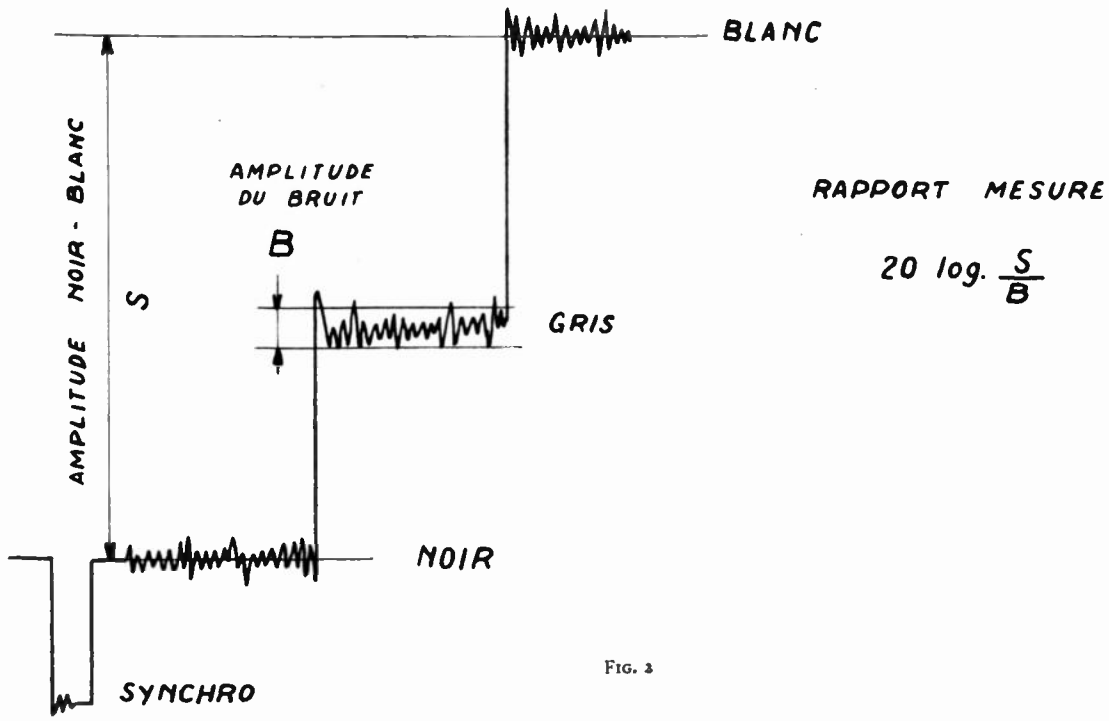


FIG. 2

— La *mire de traînage* qui permet de juger de l'importance des effets de traînage courts et longs provenant de défauts affectant les fréquences moyennes et basses du spectre video.

La *mire de géométrie* qui permet la mesure des distorsions de balayage à l'analyse et à la réception. La mire est constituée par un quadrillage de $8 \times 6 = 48$ carrés divisant l'image utile.

Sur l'écran du récepteur on mesure :

1° La longueur de tous les côtés des carrés. L'écart maximum de ces longueurs par rapport à leur valeur moyenne, exprimé en pourcent, caractérise la distorsion de surface.

La mesure du bruit de fond est en principe effectuée sur l'image des mires de demi-teintes réglées pour la transmission correcte du signal. C'est l'amplitude la plus grande observée sur les paliers du signal qui est prise en considération.

La chaîne type de télévision.

Avant de décrire les différents organes, il est utile de situer leur position et leur fonction dans une chaîne complète. La figure 3 donne un schéma type d'une chaîne simple qui peut servir de base à l'installation d'un équipement de reportage ou d'un petit centre.

Parmi les problèmes posés par l'installation d'un

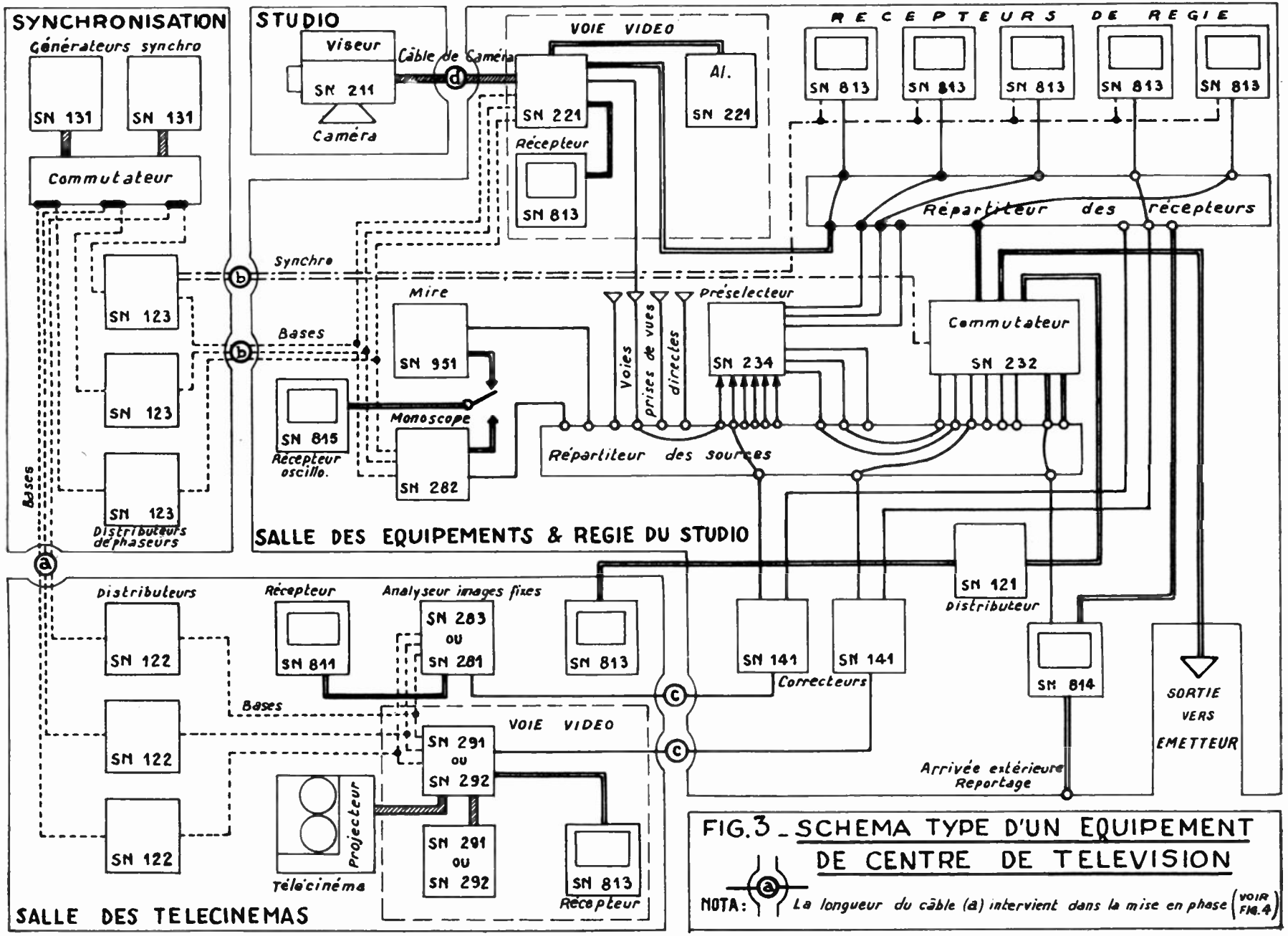


FIG. 3 - SCHEMA TYPE D'UN EQUIPEMENT DE CENTRE DE TELEVISION

NOTA: (a) La longueur du câble (a) intervient dans la mise en phase (VOIR FIG. 4)

centre, il y a lieu de souligner l'importance du réglage des retards entre les signaux qui doivent se mélanger pour former le signal final. Les divers signaux de base et d'image parcourent des lignes dont les longueurs ne sont pas négligeables. Le câble de caméra est une de ces lignes, et sa longueur peut atteindre 300 m. Le temps de propagation est loin d'être négligeable puisqu'il est de l'ordre de 0,5 µs par hectomètre. Les commutateurs de mélange des signaux d'image et les organes ajoutant les signaux de synchronisation dans le signal d'image simple doivent trouver des signaux ayant des positions relatives bien définies. Des réglages sont prévus à cet effet sur le générateur de synchronisation, sur certains distributeurs de signaux de base et sur les organes sources de signaux d'image (voies de prises de vue directe, télécinéma, etc...).

Ces règlages dépendent de la longueur des câbles qui relient les organes . A titre d'exemple la figure 4 montre un diagramme des retards correspondants à la partie video-fréquence de l'installation décrite par la figure 3.

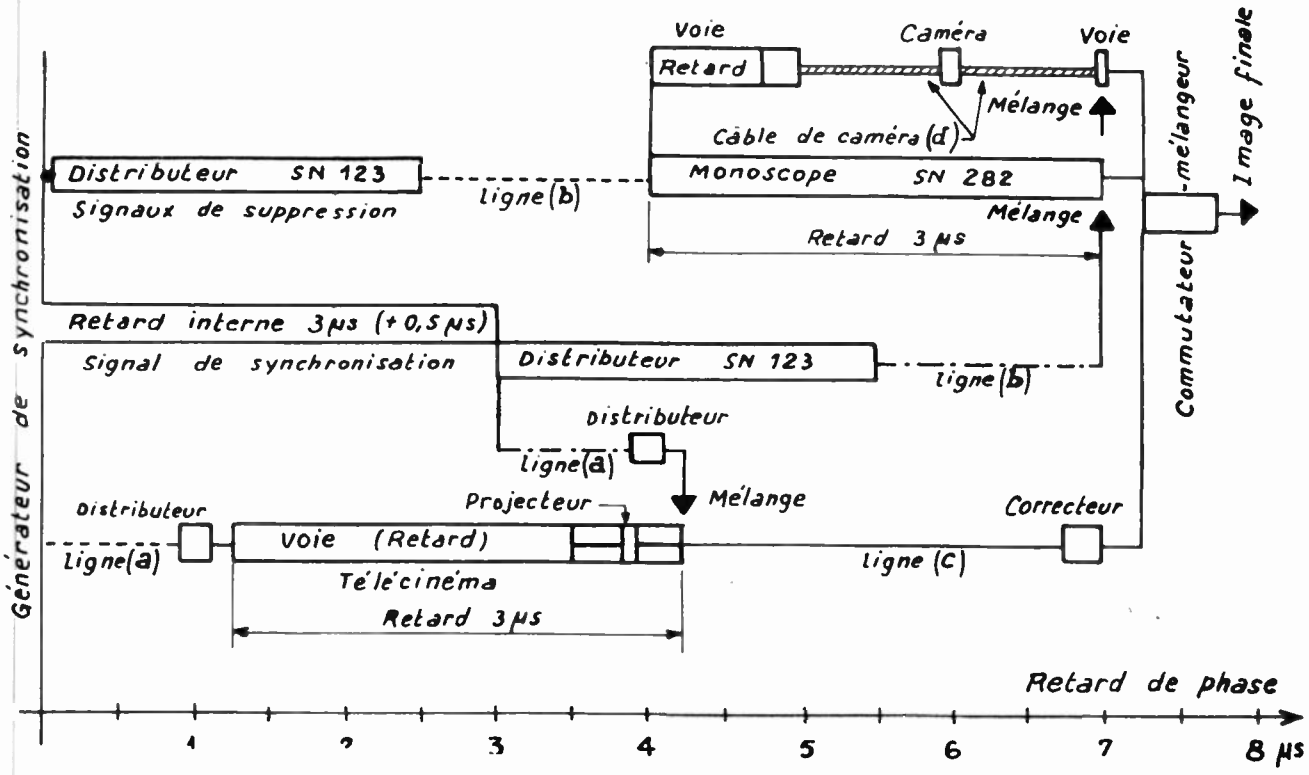


Fig. 4. — Diagramme type des retards introduits par les organes sur les signaux

Les sources d'images.

La fonction fondamentale de la télévision est la traduction en signal électrique d'une « image » en donnant un sens large au mot image. En pratique l'image à reproduire se matérialise sous plusieurs formes.

— l'espace à 3 dimensions d'une scène naturelle dont l'analyse est la prise de vue directe. L'organe d'analyse comprend une caméra et un équipement de commande,

— le film cinématographique 16 mm ou 35 mm déroulé à la cadence de 50 images par seconde devant un organe d'analyse. L'ensemble du déroulement et d'analyse est le *Télécinéma.*

— La vue photographique isolée dont l'image fixe est analysée dans un *analyseur d'images fixes.*

— L'image obtenue par des procédés purement électroniques, par un *générateur de mire électronique.* Cette image peut être très simple et réalisée dans un but d'essai des circuits. Elle peut également être complexe grâce à un procédé d'enregistrement dans un tube spécial dit *Monoscope.*

Caractères communs aux sources d'images.

Ces organes contiennent en eux-mêmes les circuits de formation du signal d'image. Ils reçoivent les trois signaux de base.

Ils délivrent le signal d'image et, pour les besoins des mélanges et des contrôles comprennent 4 sorties coaxiales fournissant :

— sur une sortie le signal d'image simple dépourvu de signaux de synchronisation ;

— sur les trois autres sorties, le signal d'image complet avec ses signaux de synchronisation.

Tous ces signaux ont évidemment les caractéristiques d'amplitude et de polarité normalisées conformément à la spécification S.N. 041.

Les équipements de prise de vue directe.

Les spécifications R.T.F. S.N. 211 et S.N. 221 définissent l'organe de prise de vue directe qui est constitué par la caméra et les caissons de commande réunis par un câble complexe. Les spécifications sont valables quel que soit le type de tube analyseur utilisé. Ce type est précisé à la commande. On peut remarquer également que l'organe ne comporte pas de récepteur image. Le récepteur de contrôle est un organe séparé alimenté par une des sorties de l'équipement. Cette solution permet d'utiliser, suivant la place dont on dispose, soit un récepteur de petit format (tube de 25 cm) soit un récepteur de grand format (tube de 43 cm). Le même matériel est utilisé pour les studios et pour les extérieurs (reportage). Seul, éventuellement, le tube analyseur diffère d'un emploi à l'autre, l'image-orthicon, le plus sensible des tubes d'analyse, étant en général préféré pour les reportages extérieurs, et le supericonoscope (photicon) étant préféré pour le studio.

Dans l'état actuel de la technique, le réglage des équipements est délicat et nécessite la présence permanente d'un opérateur qualifié. C'est pourquoi les caissons de commande et le récepteur de contrôle sont en général groupés dans un petit meuble formant pupitre, permettant à l'opérateur de travailler avec un certain confort.

Les télécinémas.

Le film constitue une source d'image importante dans les programmes de télévision.

La production cinématographique commerciale emploie le film de 35 mm mais le film 16 mm est très largement utilisé pour les programmes d'actualité et, par suite de son économie, son importance en télévision est très grande.

La spécification R.T.F. S.N. 292 définit l'organe d'analyse des films 35 mm. Cet organe comprend d'une part un groupe de deux dérouleurs dont le fonctionnement est synchronisé pour permettre l'enchaînement des bobines et d'autre part un équipement de contrôle qui traite le signal d'image engendré. Cet équipement peut d'ailleurs être identique à celui qui accompagne la caméra de prise de vue directe.

La spécification R.T.F. S.N. 291 définit parallèlement l'organe d'analyse des films de 16 mm.

Les considérations qui suivent sont valables pour les deux types de télécinémas.

Le procédé d'analyse — tube analyseur à couche sensible (photicon, vidicon, etc...), balayage lumineux (flying spot) — n'est pas imposé. La présentation mécanique des dérouleurs est également laissée au choix du constructeur. Les télécinémas permettent d'analyser les films positifs comme les films négatifs dont ils restituent une image normale.

Le caisson d'équipement accompagné de son alimentation, comme pour l'organe de prise de vue, est réuni au groupe dérouleur par un câble type câble de caméra. Cette disposition permet de placer cet équipement et son meuble support soit près du dérouleur, soit dans une salle technique séparée. De toute façon, la commande de l'équipement nécessite, comme en prise de vue directe, la présence d'un opérateur spécialisé.

L'image sur un film est accompagnée du son. Ce son peut être enregistré sur le film lui-même, soit sous forme photographique, soit sous forme magnétique, mais peut encore être constitué par une bande magnétique séparée. Cette diversité complique la lecture. Le dérouleur comporte les organes de lecture de la piste sonore du film. En prévision des cas divers qui se présentent à l'exploitant, l'appareil peut à volonté lire la piste optique ou la piste magnétique.

La lecture des bandes sonores séparées se fait sur des magnétophones spécialisés qui demandent la synchronisation des mouvements avec le projecteur, tant en régime permanent, qu'en régime de démarrage ou d'arrêt. Ce synchronisme est obtenu en asservissant les mouvements des moteurs de défilement du dérouleur et du magnétophone de lecture par un circuit électrique coupleur.

Analyseurs d'images fixes.

L'image sous forme de vue photographique transparente positive (diapositif) ou négative est utilisée en télévision soit comme mire ou panneau d'annonce, soit comme élément artistique d'un programme. Il est souvent plus économique de spécialiser un organe pour cette opération que d'employer une caméra de prise de vue directe devant laquelle l'image est présentée. Le système d'analyse à balayage lumineux se prête bien à cette fonction pour laquelle aucun problème de mouvement ne se pose. Les développements du nouveau tube vidicon tendent toutefois à imposer ce tube du fait de sa simplicité. Les spécifications R.T.F. S.N. 281 et S.N. 283 définissent un analyseur pour chacun de ces systèmes d'analyse marquant sans l'imposer l'évolution vers la diminution du volume. Le système passe-vue, à deux positions, manipulé à la main, satisfait aux problèmes courants d'exploitation. Comme particularité, l'analyseur à tube Vidicon (S.N. 283) peut fonctionner en auto-synchronisation réalisant une source d'image indépendante du réseau des signaux de base.

Sources électroniques.

On peut considérer le monoscope comme un procédé particulier d'analyse d'images fixes, l'image étant enregistrée une fois pour toutes sur la cible d'un analyseur à rayons cathodiques. Ce procédé présente l'intérêt de sa simplicité, mais son emploi moins souple que celui de l'analyseur d'images fixes est un peu plus limité. La spécification S.N. 282 donne les caractéristiques de cet organe qui peut, comme l'analyseur d'images fixes à tube Vidicon recevoir les signaux de synchronisation extérieurs ou fonctionner en autosynchronisation.

Les générateurs de signaux d'image par procédés électroniques sont plus particulièrement destinés aux essais du matériel. Toutefois la mire, objet de la spécification S.N. 951, qui rassemble un quadrillage de géométrie et un étagement de demi-teintes est utilisée comme image d'exploitation passant sur l'antenne. Elle constitue donc un organe intermédiaire entre l'appareil de mesure et le générateur d'image normal.

Générateur de synchronisation.

Les signaux de base qui servent de support au signal de luminance sont engendrés par un organe, générateur de synchronisation, dont les caractéristiques font l'objet de la spécification S.N. 131. Dans un centre de télévision, tous les signaux de base sont fournis par un tel organe central dont le rôle est toutefois si important qu'il est d'usage de le doubler d'un autre générateur en secours. En cas de panne, une commutation des lignes de départ permet la substitution.

La distribution des signaux.

Les signaux video-fréquence sont transmis par des câbles coaxiaux dont l'adaptation doit être correcte. Il est par ailleurs difficile de réaliser une impédance de charge de valeur très élevée sur les 12 Mc /s de la bande video. La distribution d'un signal video vers plusieurs organes utilisateurs exige donc l'interposition d'un circuit à tubes c'est-à-dire d'un organe actif. Pour résoudre différents cas de distribution, plusieurs distributeurs ont été normalisés. Ils ont comme caractère commun le fait de restituer le signal entrant sous ses caractéristiques normalisées (S.N. 041).

Le distributeur à 4 directions conforme à la spécification S.N. 121 est étudié pour transmettre avec le minimum de distorsion tout signal video, signaux de base ou signal d'image.

La forme particulière des signaux de base permet de réaliser une notable économie de puissance si on accepte les écrêtages des signaux, caractéristique qui permet d'ailleurs d'améliorer la forme du signal. *Le distributeur à 12 directions* conforme à la spécification S.N. 122 est conçu pour transmettre ainsi les seuls signaux de base.

Ces deux distributeurs apportent sur le signal le minimum de retard à la transmission ($< 0{,}05$ µs). Il est parfois utile cependant d'introduire un retard important sur les signaux de base afin de réaliser la mise en phase correcte des signaux dans le centre. *Le distributeur à 8 directions* conforme à la spécification S.N. 123, réservé aux signaux de base, introduit un retard réglable pouvant atteindre 5 µs.

Lorsque la ligne coaxiale transmettant un signal d'image est relativement longue (supérieure à 50 m environ) il est nécessaire de réaliser une très bonne adaptation du câble à son arrivée et de corriger son affaiblissement sélectif. La spécification S.N. 141 définit un tel correcteur qui consiste en fait en un distributeur à 4 directions auquel est ajouté un correcteur passif réglé et adapté pour le câble corrigé. Les caractéristiques de transmission sont semblables à celles données dans la spécification S.N. 121.

Le mélange des images.

La fonction principale d'un studio de télévision est de fournir le signal video, équivalent électrique du film. Or ce « film » est constitué par la succession de séquences courtes provenant des sources différentes caméra, télécinéma, projecteurs d'images fixes, etc... Le très gros avantage de la télévision sur le cinéma est de pouvoir contrôler toutes les sources à la fois avant leur montage, lequel s'effectue par aiguillage électrique des signaux correspondants. La superposition de deux images s'opère également avec la plus grande facilité en ajoutant les tensions correspondantes.

Ces fonctions sont remplies par un organe dit commutateur de mélange précisé par la spécification S.N. 232. Six sources peuvent être ainsi mélangées soit en superposition soit en commutation franche. Ces sources doivent toutefois être en phase et la commutation s'effectue sur le signal d'image sans synchronisation. En vue de réserver le mélange de signaux qui ne sont pas calés en phase sur les sources principales, signaux provenant de cars de reportage par exemple, deux entrées supplémentaires sont prévues mais la superposition des images n'est plus possible.

Les commandes de cet organe sont rassemblées sur un pupitre qui se trouve placé dans le meuble de régie du studio sous la main du réalisateur de l'émission. Ce pupitre est complété par les clés et le microphone d'ordres assurant la liaison avec les postes d'ordre des sources.

Le contrôle simultané de 6 sources sur les récepteurs des régies a été jugé suffisant. Il arrive toutefois que le nombre des sources disponibles dépasse ce nombre. Dans ce cas, une présélection est possible grâce à un présélecteur à 6 entrées et 3 sorties. La spécification S.N. 234 précise les caractéristiques de cet organe.

Le contrôle des images.

Le contrôle de l'image de télévision est assuré par deux moyens qui se complètent à savoir :

— *l'oscilloscope* qui permet le contrôle de la tension du signal (profil ligne ou trame). Le niveau de 1 Volt normalisé est contrôlé sur ce tube après étalonnage de la réponse en amplitude de l'oscilloscope.

le tube cathodique de télévision donnant l'image.

L'oscilloscope et le récepteur image se trouvent associés dans les deux organes définis par les spécifications S.N. 814 et S.N. 815. Le tube récepteur image est du type 25 cm de diamètre. Le récepteur type 814 comporte un distributeur permettant de redonner en sortie le signal entrant et peut se placer

ainsi en dérivation sur un câble. Le récepteur 815 ne comporte pas de distributeur.

L'image seule est obtenue sur les récepteurs définis par les spécifications S.N. 811 imposant un tube de 25 cm de diamètre et par la spécification S.N. 813 imposant un tube rectangulaire de 43 cm. Ce dernier modèle dont le grand tube permet l'observation de l'image à une certaine distance est utilisé principalement dans les régies des studios.

Les organes de mesure.

L'entretien et le dépannage des chaînes de télévision sont effectués principalement à l'aide des appareils de mesure du commerce. Toutefois, certains problèmes propres à la télévision ne sont pas résolus par ces appareils et l'Administration a dû créer quelques organes spécialisés.

La spécification S.N. 931 définit un *générateur de signaux types* qui fournit les signaux image nécessaires pour les mesures de la réponse amplitude-amplitude des amplificateurs. Le signal de luminance peut également être constitué de signaux carrés dont la transmission permet de déceler les défauts des régimes transitoires.

Des oscilloscopes de haute qualité, permettant le contrôle fin des signaux, se trouvent dans les productions commerciales normales. Leurs fonctions multiples compliquent malheureusement leur emploi. Pour les contrôles rapides des signaux l'Administration étudie actuellement un oscilloscope simplifié ne conservant que les fonctions strictement nécessaires pour la vérification des caractéristiques demandées dans les spécifications.

Conclusion

Ces organes constituent l'essentiel des équipements des studios de télévision. D'autres spécifications précisent les conditions générales applicables aux essais du matériel (S.N. 091) ou limitent le choix des pièces détachées (prises S.N. 021 et tubes S.N. 022).

On peut penser que dans le domaine du noir et blanc et en attendant l'avènement de la couleur, la technique de la télévision a atteint une certaine stabilité. La collection de spécifications présentées dans cet article est donc valable pour quelques années sous réserve toutefois de modifications de détail nécessitées par l'évolution malgré tout sensible des pièces détachées, et par l'expérience acquise au cours des années d'exploitation.

SPÉCIFICATION R. T. F.	CAISSONS R.T.F.	S.N. 011 D Extrait 1

TYPE	DIMENSIONS (mm.) NOMINALES ET MAXIMA
A	150 x 250 (154 x 252)
B	300 x 350 (304 x 352)
C	450 x 450 (454 x 452)
D	300 x 450 (304 x 452)
E	150 x 150 (153 x 152)
F	300 x 150 (304 x 152)

CAISSONS NORMALISÉS

Le matériel électrique câblé en platine est placé dans un caisson métallique entièrement fermé.

DIMENSIONS NOMINALES. — Les dimensions nominales (jeux et tolérances non comprises) sont modulées sur les multiples de 50 mm.

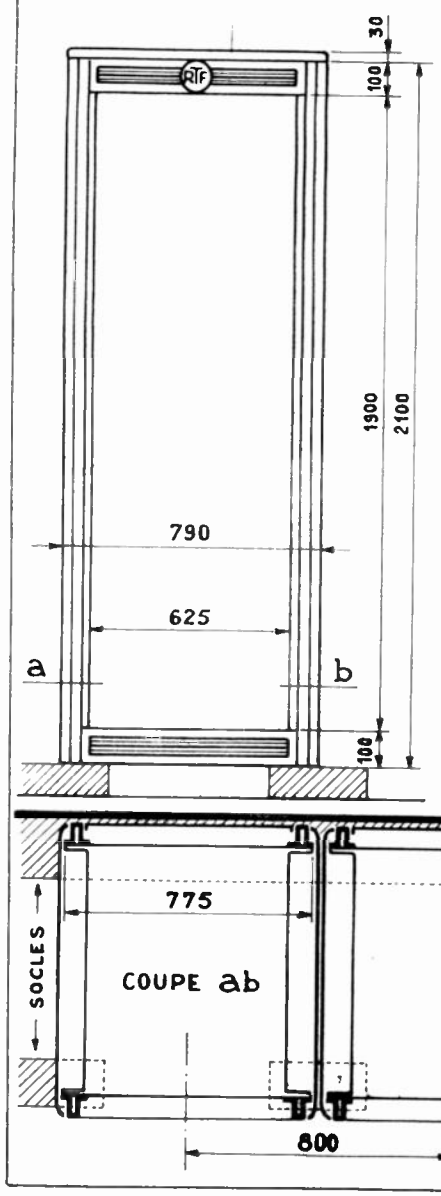
Les 6 types utilisés sont représentés ci-après par la dimension de leur face avant. La profondeur normale est de 400 mm pour les types E et F et de 600 mm pouvant être ramenés aux valeurs 500 ou 400 mm pour les types A.B.C.D.

DÉTAILS DE CONSTRUCTION. — La figure au dos donne une vue transparente du caisson complet. Les caissons A.B.C. et D. comportent 4 poignées qui permettent le transport et protègent les éléments saillants. Les caissons types E et F légers, n'en comportent qu'une. Ces poignées sont horizontales et fixées sur les faces d'extrémité avant et arrière.

FIXATION. — Le dessous du caisson porte deux rails réunis a l'avant par un taquet. Ces organes servent à la mise en place et au blocage du caisson sur les supports. Les dimensions sont imposées conformément aux cotes de la figure.

VENTILATION. — La ventilation peut être naturelle ou accélérée par un ventilateur. L'air entre par les faces latérales et la face avant. Il est évacué obligatoirement par la face arrière.

SPÉCIFICATION R. T. F.	BAIE R.T.F. DE 60 cm	S.N. 011 D Extrait 2



La baie normale de 60 cm est destinée à recevoir les caissons et en particulier les caissons lourds A.B.C.D. Elle est construite en profilés et peut être fermée sur les 3 faces autres que la face avant. Les figures ci-après en donnent les caractéristiques et les dimensions principales.

L. GOUSSOT

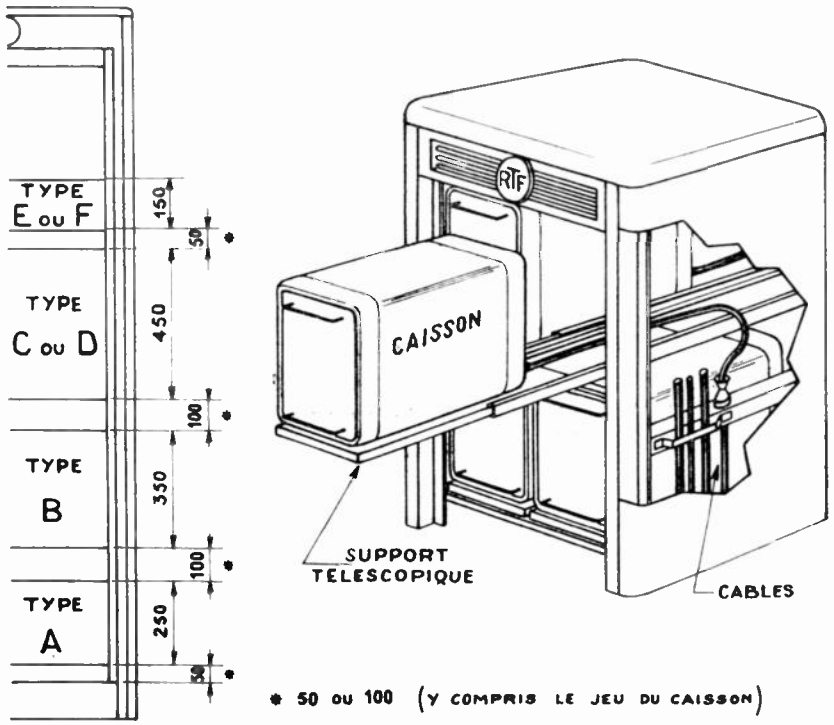
CADRES SUPPORTS DES CAISSONS.

Les caissons reposent sur des supports, dits cadres intermédiaires munis de guides pour les rails et d'un système de blocage du caisson. Pour les caissons lourds, le support est constitué par un jeu de cadres roulants télescopiques permettant l'extraction du caisson de son alvéole. Le dégagement de l'arrière du caisson par rapport à la face avant de la baie est au minimum de 15 cm.

Les cadres intermédiaires occupent une hauteur nominale de 50 mm ou de 100 mm y compris les jeux normaux des caissons.

CABLAGE.

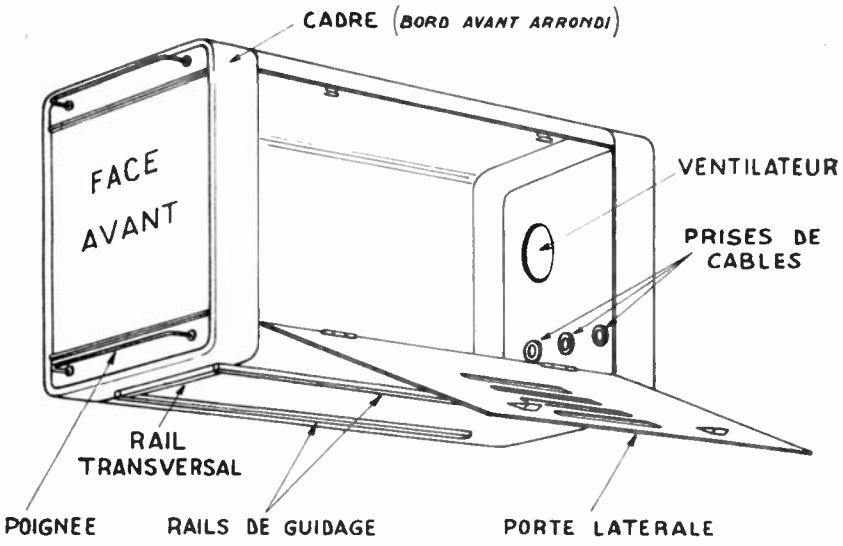
Le câblage des cadres du type téléscopique comprend une partie libre en trainard suivant le caisson dans son déplacement et une partie fixe rangée latéralement dans la baie. La disposition du câblage doit tenir compte du fait que les baies peuvent être placées côte à côte et adossées à un mur.



* 50 ou 100 (Y COMPRIS LE JEU DU CAISSON)

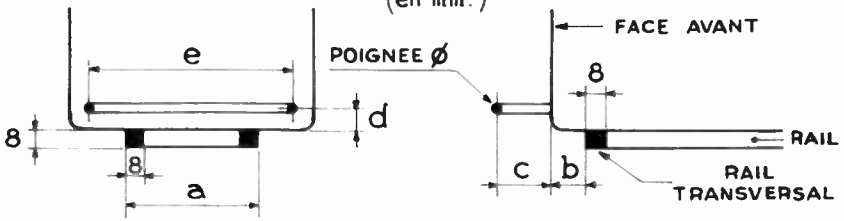
COTES NOMINALES POUR L'UTILISATION DE LA BAIE

CAISSON _ PRINCIPE DE MONTAGE



ELEMENTS DE FIXATION

COTES PRINCIPALES (en mm.)



TYPE	a	b	c	d	e	ø
A	81	21	37	12	126	7
B	236	21	47	18	264	15
C	236	21	47	18	414	15
D	236	21	47	18	264	15
E	81	21	37	18	126	10
F	236	21	37	18	264	10

SPÉCIFICATION R. T. F.	SIGNAUX DE TÉLÉVISION	S.N. 041 B Extrait 1

1 – CARACTÉRISTIQUES D'ANALYSE DU SYSTÈME FRANÇAIS DE TÉLÉVISION NOIR ET BLANC A 819 LIGNES.

— Balayage à deux trames entrelacées analysées de gauche à droite et de haut en bas.

— Trame synchronisée ou non sur le réseau d'énergie à 50 c/s.

— Tolérance sur la fréquence du réseau d'énergie en fonctionnement synchronisé : 48-51 c/s.

— Nombre de lignes par image complète : 819.

— Valeur nominale de la fréquence des lignes pour une fréquence de trame de 50 c/s : 20 475 c/s.

Durée nominale d'une ligne : 48,840 µs.

Tolérance sur la durée de la ligne :

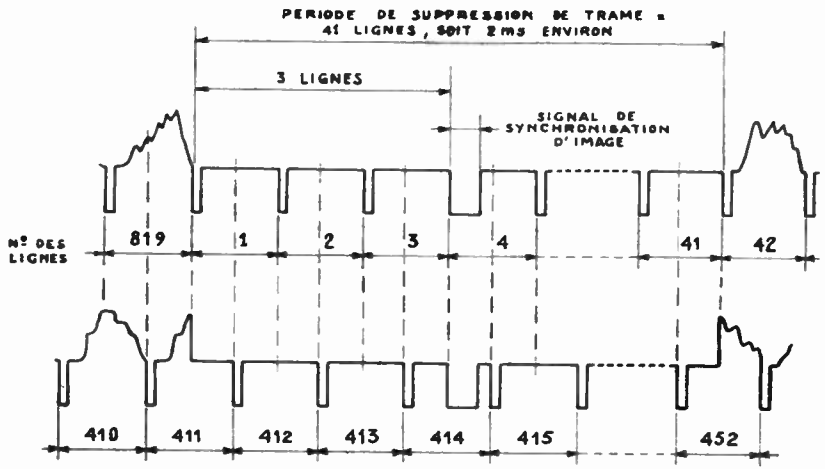
± 25 mµs pour les lignes contiguës sur l'image ;
± 100 mµs pour deux lignes éloignées.

Valeur de la fréquence de ligne en fonctionnement non synchronisé sur le secteur d'énergie : 20 475 ± 3 c/s.

Fréquence de trame correspondante : 2/819 de la fréquence de ligne.

Dérive relative des fréquences de ligne et de trame : 10^{-6} par seconde.

SIGNAL A LA FIN DES TRAMES PAIRES

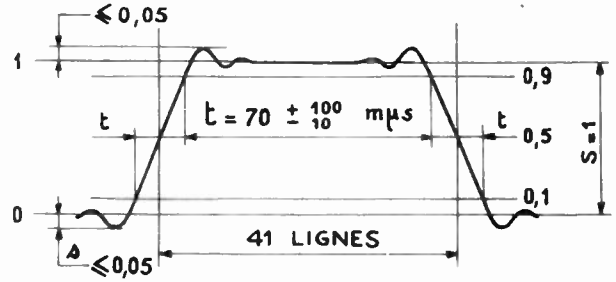


SIGNAL A LA FIN DES TRAMES IMPAIRES

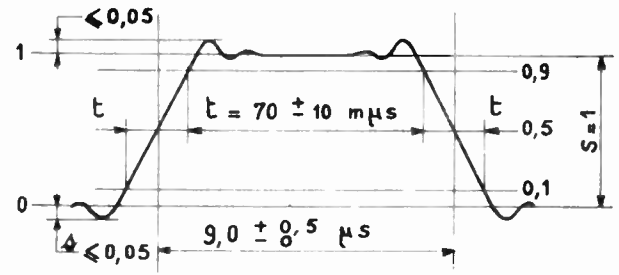
SPÉCIFICATION R. T. F.	SIGNAUX DE TÉLÉVISION	S.N. 041 B Extrait 2

CARACTÉRISTIQUES FINES DES SIGNAUX DE TÉLÉVISION.

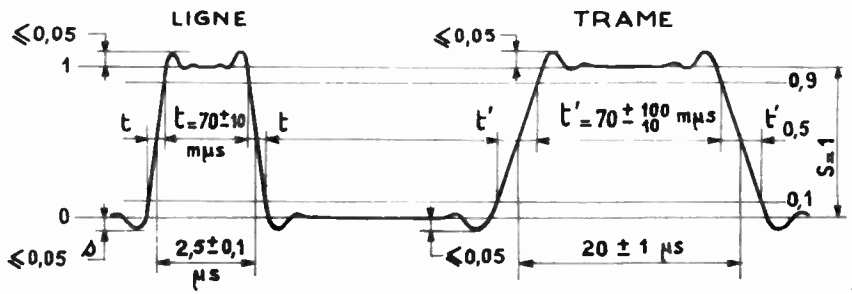
SIGNAL DE SUPPRESSION DE TRAME



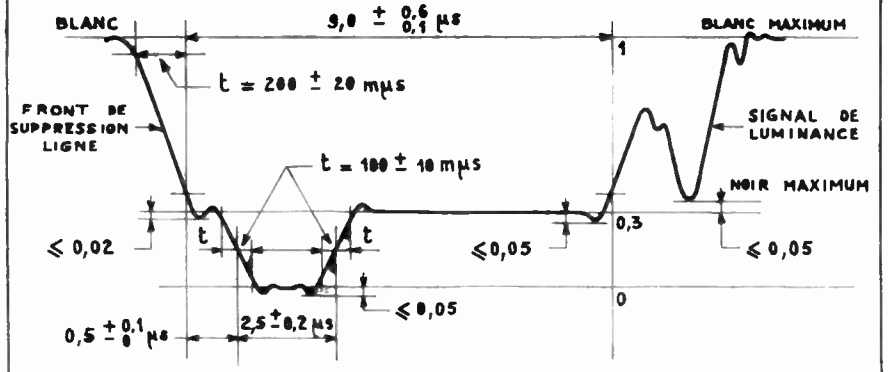
SIGNAL DE SUPPRESSION DE LIGNE



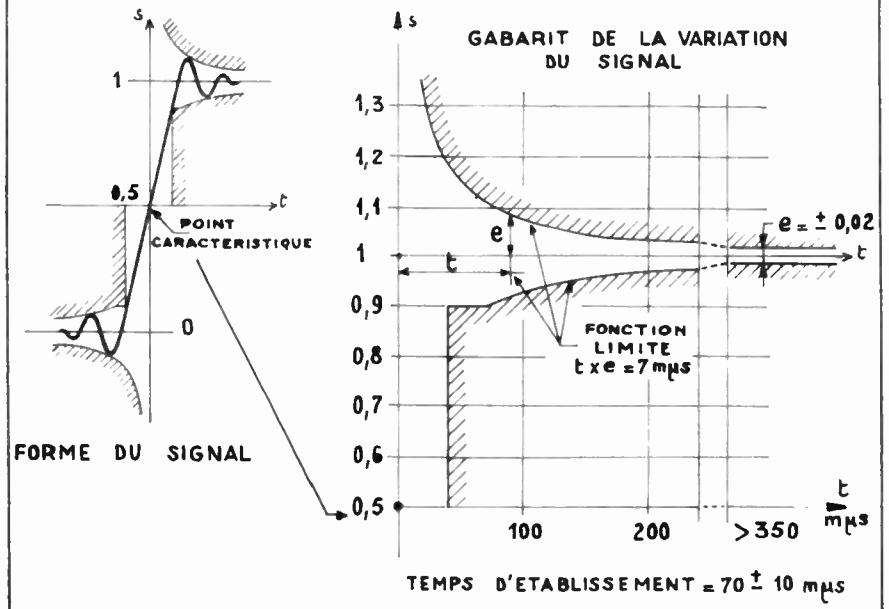
SIGNAL DE SYNCHRONISATION



2°/ SIGNAUX DE BASE INCORPORES DANS LE SIGNAL D'IMAGE A LA SORTIE D'UN CENTRE VIDEO



3°/ SIGNAL DE LUMINANCE _ SORTIE D'UN CENTRE VIDEO FRONT DE TRANSITION NOIR-BLANC



— Format de l'image utile : 4 3

— Bande des video fréquences effectivement transmises : 0 à 10,4 Mc s.

2 — CARACTÉRISTIQUES DES SIGNAUX AUX POINTS DE JONCTION ENTRE ORGANES.

— Les signaux sont distribués sur câbles coaxiaux de 75 ohms ;

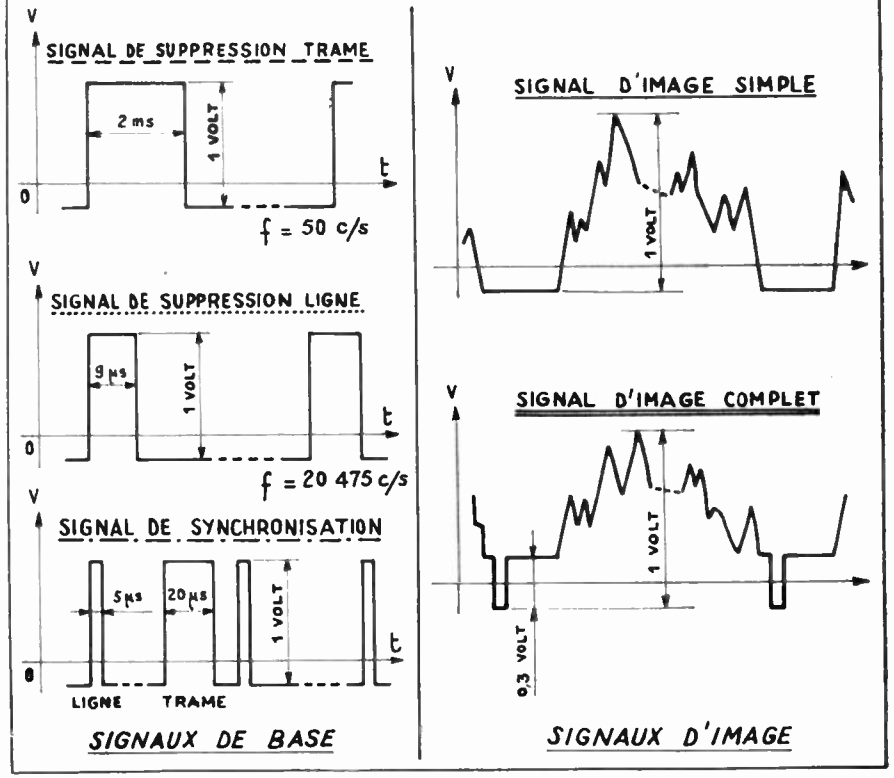
— La polarité du signal est celle des figures où le potentiel du conducteur externe est pris pour origine.

— L'amplitude crête à crête nominale est de 1 Volt.

— La composante continue utile des signaux n'est pas transmise.

— La puissance maximum dissipée dans 75 ohms chargeant le câble est de 0,5 Watt.

TABLEAU DES SIGNAUX NORMALISES



SPÉCIFICATION R. T. F.	SIGNAUX DE TÉLÉVISION	S.N. 041 B Extrait 3

CARACTÉRISTIQUES DES SIGNAUX H.F. RADIODIFFUSÉS.

Caractéristiques d'émission.

SON. — **Modulation d'amplitude.**

IMAGE. — **Modulation d'amplitude** positive (l'amplitude maximum correspond aux points blancs). Amplitude de porteuse pour le palier de suppression : 30 % ± 1,5 % de l'amplitude maximum.

Transmission à bande latérale atténuée.

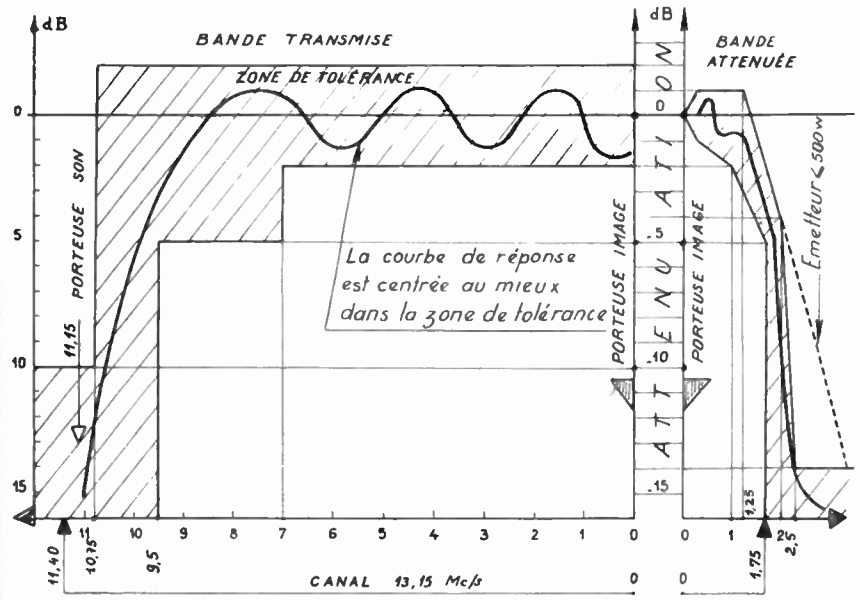
RÉPARTITION DES CANAUX DE TÉLÉVISION.

Tableau des fréquences nominales des porteuses image et son des 12 canaux des bandes I et III.

Les canaux pairs sont dits directs et la bande latérale image atténuée se situe du côté des fréquences supérieures du canal.

Les canaux impairs sont dits inversés et la bande latérale image atténuée se situe du côté des fréquences inférieures du canal.

Caractéristique de transmission de l'émetteur. *Zone de tolérance*



SPÉCIFICATION R. T. F.	CAMÉRA DE PRISE DE VUE DIRECTE	S.N. 211 D Extrait

FONCTION. — La caméra forme avec la voie vidéo (S.N. 221) un seul organe. La caméra constitue l'élément mobile de cet organe destiné à suivre la scène à téléviser et à opérer la transformation image-courant.

PRÉSENTATION MÉCANIQUE.

La conception générale est libre compte tenu des conditions suivantes :

— les organes électriques intérieurs seront réalisés en châssis amovibles. En particulier le tube d'analyse, associé éventuellement à ses bobines, forme un élément facilement remplaçable.

— la caméra se fixe par un socle sur un support normalisé en cinéma 35 mm.

Tube d'analyse. — En principe : image-orthicon pour le reportage et supericonoscope pour le studio.

Système de visée. — La caméra comporte un viseur électronique.

Le viseur peut être séparé de la caméra, et, relié à la caméra par câbles, peut fonctionner à distance (maximum 4 mètres).

Mise au point. — La mise au point se contrôle de deux manières :

1° Sur la caméra par un levier placé sur le côté droit de la caméra, de course sensiblement horizontale dans le sens du déplacement du plan de mise au point ;

2° A partir du caisson de voie par télécommande.

Objectifs. — La caméra comporte une tourelle de 4 objectifs. Pourront être placés et travailler normalement les objectifs pris dans la liste suivante : Les distances focales : 35 (sauf avec tube image-orthicon) 50, 75, 100, 150 et 300 mm.

Le changement d'objectif s'opère par rotation de la tourelle commandée depuis la face arrière de la caméra, la rotation devant se faire sans bruit.

L'ouverture des objectifs se commande de deux manières :

1° Sur la caméra ;

2° A partir du caisson de voie par télécommande.

Signalisation. — Lorsque l'image est envoyée sur antenne 3 feux rouges s'allument. L'un, sous gros cabochon proéminant, sur le sommet de la caméra, un autre, sous petit cabochon, sur la face avant près de l'optique en service, le 3e dans le tunnel de visée du viseur électronique.

Interphone. — Une liaison téléphonique bilatérale relie la caméra à la régie en passant par la voie vidéo. La caméra comprend deux jacks pour combinés micro-casque (caméraman et son aide).

Divers. — La caméra pourra recevoir un banc porte mire amovible.

La caméra comportera une prise secteur 0,5 A pour fer à souder.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES.

Signal video. — Les caractéristiques d'analyse sont précisées dans la spécification relative à la voie video.

Microphonicité. — Aucune perturbation ne devra se manifester sur l'image :

- Au cours des déplacements faits dans les conditions normales ;
- Dans le champ acoustique d'un H.P. de 0,5 W à 1 mètre et pour toute fréquence ;
- Sous un choc léger.

Viseur électronique.

- Définition : 650
- Distorsion de géométrie < ± 6 %.

Ventilation. — La ventilation sera particulièrement étudiée. Un fonctionnement correct devra être maintenu dans une atmosphère ambiante de 40° C.

FRÉQUENCES DES PORTEUSES EN Mc/s

BANDE I 41 - 68 Mc/s			BANDE III 162 - 216 Mc/s		
	Image	Son		Image	Son
1	43,00	54,15	5	164,00	175,15
2	52,40	41,25	6	173,40	162,25
3	56,15	67,30	7	177,15	188,30
4	65,55	54,40	8	186,55	175,40
			9	190,30	201,45
			10	199,70	188,55
			11	203,45	214,60
			12	212,85	201,70

CANAUX DÉCALÉS.

Pour les canaux dits « normaux » les fréquences porteuses ont les valeurs ci-dessus exactes à ± 1 kc/s près.

Pour les canaux dit « décalés » les fréquences porteuses images sont décalées d'une des 4 valeurs suivantes : 7 kc s et : 10 kc s. Les porteuses son sont décalées de 20 kc s avec le signe du décalage image.

SPÉCIFICATION R. T. F.	VOIE VIDEO DE PRISE DE VUE DIRECTE	S.N. 221 F Extrait 1

Fonction. — La voie video forme un seul organe avec la caméra et le câble qui les relie.

La voie constitue l'élément de formation et de contrôle technique du signal video utilisable et comprend les alimentations.

PRÉSENTATION MÉCANIQUE. Deux caissons du type D.

L'un des caissons comporte principalement les alimentations (voie et caméra).

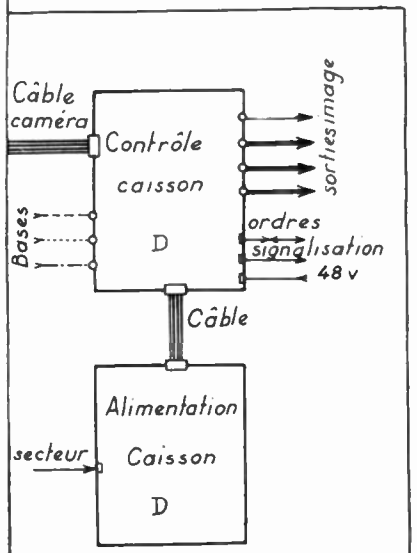
L'autre caisson, dit caisson de contrôle, rassemble les organes de contrôle et en particulier :

— les commandes de gain, de correction de tache, de niveau du noir, de polarisation de l'analyseur, d'ouverture des objectifs, de mise au point, etc...

— l'écran d'un oscilloscope de contrôle contrôlant en profil le signal video avant sa sortie ;

— l'équipement de liaison interphone et signalisat

CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES.



Le caisson de contrôle est relié à la caméra par le câble de caméra. Il reçoit sur coaxial 75 ohms, les 3 signaux de base. Il distribue le signal d'image sur 4 sorties coaxiales, 3 signaux d'image complet et 1 signal d'image sans synchro.

Il reçoit les liaisons interphone et signalisation.

Il est relié par câble multi-conducteur au caisson d'alimentation.

RETARD SUR LES SIGNAUX.

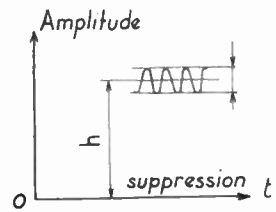
Les signaux de suppression servent de base au balayage de l'analyse.

Le retard introduit par l'organe sur le signal de suppression est réglé à une valeur fixe égale à 3 µs avec possibilité de réglage à 1 ou 2 µs. Un commutateur assure la compensation des variations.

SPÉCIFICATION R. T. F.	VOIE VIDEO DE PRISE DE VUE DIRECTE	S.N. 221 F Extrait 2

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DE L'ORGANE CAMÉRA — VOIE VIDEO

I. CARACTÉRISTIQUES ELECTRIQUES DE LA VOIE VIDEO SEULE.



Réponse amplitude — amplitude. Signal de mesure : Signal de gris variable (h) modulé à 0,2 V constant. On observe le signal de vision **en sortie** (valeur de h et de l'amplitude A du signal modulant).

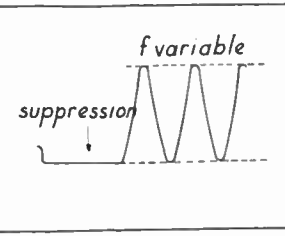
Condition :

pour 0,1 V h 0,9 V : A 0,9 A max.
pour 0,9 V h 1,1 V : A 0,8 A max.

Réponse amplitude — fréquence.

Signal de mesure. — Condition : Après déduction des corrections volontairement introduites pour compenser certains effets particuliers : Tolérance par rapport à la valeur de 1 Mc s :

± 1,5 dB entre 1 000 c s et 10 Mc s.
1 à 6 dB de 10 Mc s à 12 Mc s.



CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DE L'OSCILLOSCOPE.

Contrôle de gain sur l'écran de l'oscilloscope. L'élongation mesurée sur l'écran sera proportionnelle à la tension de sortie V à ± 15 % près pour 0,5 V 1,2 V.

Etalonnage. — L'élongation correspondant à 1 Volt crête à crête du signal de vision sera étalonnée par un signal interne exact à ± 6 % près.

Réponse amplitude — fréquence. — Tolérance par rapport à 1 Mc s
± 1 dB entre 1 000 c s et 3,5 Mc s
± 3 dB entre 3,5 Mc s et 5 Mc s.
Rapport de suroscillation 0,1

Fréquence 50 c s. — Affaissement des paliers ≤ 5 %.

Fréquence de balayage. — 25 c s (F_t 2), 10 327 c s (F_t 2).

Amplitude de balayage. — réglable entre ± 10 % de la largeur de l'oscillogramme.

Linéarité de balayage. — L'écart mesuré entre les traits de la mire électronique ne différera pas de plus de ± 15 % de la valeur moyenne.

Alignement des paliers. — Niveau du noir stable à ± 10 % de l'élongation maximum quelque soit le contenu de l'image.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DE L'ENSEMBLE CAMÉRA — VOIE VIDEO.

Essais sur mires images.

Mire de géométrie. — après correction de la distorsion du récepteur :

Distorsion sur les carrés : ± 5% :

Distorsion de côté, diagonale et flèche : ~ 2 % de la diagonale.

Mire Basse fréquence 50 c s. — Dénivellation ± 10 %.

Mire de demi-teintes. — Toutes les plages grises seront discernables.

Mire de définition.

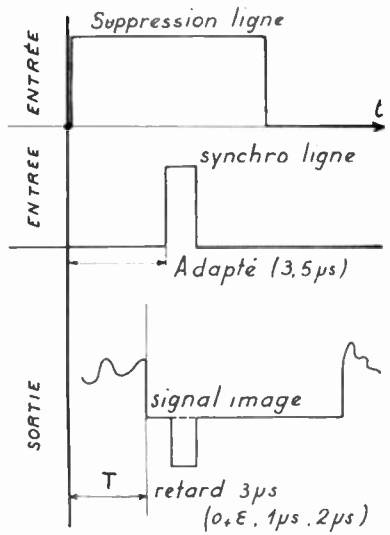
Avec tube supericonoscope : 850 au centre, 700 aux angles.

Avec tube image orthicon : 650 au centre, 550 aux angles.

Stabilité du noir. — Variation du niveau du noir 5 % de l'amplitude maximum pour toute variation de luminance.

Bruit de fond. — Non précisé.

Stabilité du gain. — Tolérance ± 1 dB dans tous les cas d'utilisation.



du retard lorsque la longueur du câble de caméra est modifiée.

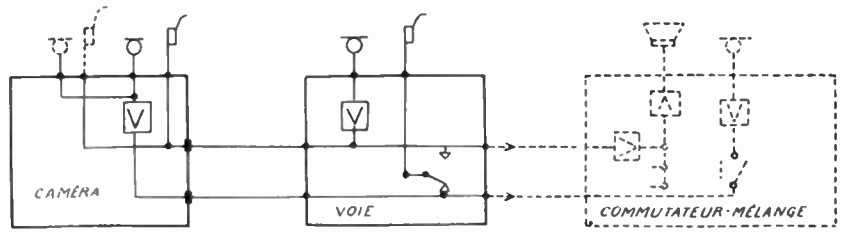
Le signal de synchronisation à l'entrée est retardé de la valeur correspondante (3,5 µs par exemple).

CABLE DE CAMÉRA. — Le câble de caméra est du type T 1830 CALLENDERS ou équivalent. La longueur maximum entre caméra et voie est de 300 mètres fractionnables par tronçons de 50 m. Si nécessaire, un commutateur permet la compensation d'effets électriques dus aux variations de longueur. Le câble est équipé de prise type RADIO AIR.

ÉQUIPEMENT INTERPHONE. — La voie comporte un combiné micro-casque en parallèle sur la liaison caméra-extérieur suivant le schéma ci-contre (monofilaire).

Conditions normales de travail sur la ligne extérieure :

Tension : 1 V eff. sur 200 ohms.



Signalisation. — Une lampe rouge sur la voie s'allumant avec les lampes de la caméra.

OSCILLOSCOPE DE CONTROLE.

Le signal d'image sans synchro est contrôlé sur un oscilloscope de profil. Dimensions minima de l'oscillogramme : 50 × 50 mm.

A PROPOS D'UN FILM

LES ONDES COURTES A L'HONNEUR

avec le film de CHRISTIAN JAQUE " Si tous les gars du monde "

PAR

Robert BROCHUT

Avocat à la Cour
Secrétaire du Conseil d'Administration
du Réseau des Emetteurs Français

Le RÉSEAU DES EMETTEURS FRANÇAIS vient de prêter son concours à Christian Jaque pour la réalisation de son film « Si tous les gars du Monde ».

Pour la première fois, un producteur met à l'écran l'émission d'amateur et montre au grand public le dévouement et la solidarité des Radio Amateurs.

Un chalutier breton isolé en pleine mer, voit les membres de son équipage décimé par un mal mystérieux; la radio du bord ne fonctionne pas et le capitaine, radio amateur, lance un appel par la station qu'il a lui même construite.

Un amateur du Togo capte le message, retransmet la consultation médicale et réclame d'urgence les sérums nécessaires que seul l'Institut Pasteur peut procurer.

Le sérum doit arriver en quelques heures au chalutier si l'on veut sauver l'équipage et c'est sur les ondes une véritable chaîne de dévouement dont les maillons seront successivement une station radio amateur de Paris, une station allemande ainsi que des officiers Américains, Russes et Norvégiens.

Après de multiples incidents, tous « ces gars du monde » qui se sont donnés la main, réussiront à sauver d'une mort certaine l'équipage du chalutier.

Film d'espoir traité avec une grande sobriété; images d'une qualité technique exceptionnelle; pas de vedettes, pas d'intrigues sentimentales, mais des visages, d'excellents comédiens qui ont su s'effacer pour ne laisser apparaître que la solidarité des Radio Amateurs.

***

La première mondiale de ce film eut lieu au cinéma Le Berlitz, à Paris, et se termina par un « multiplex » entre Paris, New-York, Moscou, Berlin, Rome et Oslo.

Pour la première fois au monde, un film fut projeté au même instant dans six capitales différentes et la salle du Berlitz se trouva en communication radio avec les cinq autres salles après la projection.

Les spectateurs des différentes capitales ont pu échanger leurs impressions sur le film qui venait de leur être projeté; entendre toutes ces voix lointaines, les applaudissements frénétiques des différentes salles, n'était pas sans émotion.

Le multiplex fut une réussite technique dont le mérite revient à la Radio Télévision Française.

***

Les adhérents de la Société des Radioélectriciens ne sont pas sans ignorer l'existence du Réseau des Emetteurs Français (B.P. 42-01 — Paris), association reconnue d'Utilité Publique, groupant depuis 1925 tous les Radio Amateurs de France et de l'Union Française.

Depuis la première liaison transatlantique bilatérale sur 100 mètres effectuée par un amateur en 1923, et qui a montré l'importance des ondes courtes pour les liaisons radio à longue distance, les amateus émetteurs continuent d'être l'avant-garde du progrès.

Première liaison avec un émetteur à transistron; records mondiaux sur 144 Mc/s et 420 Mc/s collaboration et aide technique à différentes expéditions. Le Kon-Tiki, pendant les cent jours de son voyage dans le Pacifique, est resté en liaison bilatérale constante avec le monde entier en utilisant du matériel amateur; les amateurs gardent le contact avec des missions perdues dans les îles du Pacifique ou les glaces du Pôle.

Intérêt scientifique, intérêt humain que le film de Christian Jaque a permis de mettre en valeur.

Qu'à cette occasion, il me soit permis, au nom du Réseau des Emetteurs Français, de manifester notre très grande sympathie pour la Société des Radio Electriciens qui contribue si largement au développement de l'électronique.

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

DEUXIÈME CONGRÈS INTERNATIONAL D'ACOUSTIQUE

Organisé par la Commission Internationale d'Acoustique

ayant lieu conjointement avec la 55e réunion
de la Acoustical Society of America,
Cambridge (Massachusettes), U.S.A., 17-23 Juin 1956.

Ce congrès fait suite à celui tenu en Juin 1953, aux Pays-Bas, qui a réuni des savants et des ingénieurs de vingt nations différentes.

Le programme technique est divisé en trois ensembles principaux :

A. *Acoustique biologique et protection contre les bruits.*

Comportement de l'homme vis-à-vis des sons : audition, réactions psychologiques complexes, effets biologiques des bruits intenses ; critères bioacoustiques et méthodes physiques de mesures.

B. *Acoustique architecturale et acoustique musicale.*

Projets concrets, production de la parole et des sons musicaux ; projets d'enceintes permettant de bonnes conditions d'audition ; influence de l'acoustique du local sur la conception et les performances des instruments de musique.

C. *Acoustique physique et étude des sons.*

Etude des propriétés acoustiques des états solide, liquide, et gazeux de la matière ; propagation dans les milieux hétérogènes ou en mouvement ; ébranlements de grandes amplitudes ; création et diffraction des sons par agitation tourbillonnaire.

Applications chimiques, biologiques et médicales des sons ; études de matériaux et de produits.

Ces six principaux sujets seront subdivisés en fonction du nombre de communications reçues ; d'autres ensembles pourront être créés pour grouper des sujets qui n'auraient pas été prévus explicitement dans le résumé ci-dessus.

En marge de la partie technique proprement dite, le congrès comportera une réception organisée le dimanche, un concert, un banquet, des excursions et des expositions de matériels nationaux et étangers.

Tous les savants et ingénieurs travaillant pour l'Acoustique sont cordialement invités à participer au congrès et à y faire des communications ; celles-ci seront soumises au Comité Technique d'Organisation ; les titres et les résumés (200 mots maximum) devront parvenir d'urgence à :

John A. Kessler, Secretary
Second ICA Congress
Massachusetts Institute of Technology
Cambridge 39, Massachusetts, U.S.A.

CONGRÈS DE CYBERNÉTIQUE

Un congrès de Cybernétique et de Calcul automatique aura lieu prochainement en Espagne. Les personnes intéressées pourront recevoir toutes informations utiles sur ce congrès en s'adressant à la Sociedad Española de Cibernética, calle Conde de Peñalver, 19, Madrid (Espagne).

CONGRÈS INTERNATIONAL DE L'AUTOMATIQUE

Programme provisoire du congrès

Le Congrès International de l'Automatique, organisé par la Chaire de Mécanique du Conservatoire National des Arts et Métiers, avec l'aide de l'A.F.A.P. (Association Française pour l'Accroissement de la Productivité), se déroulera dans le cadre du programme provisoire donné ci-dessous, du 18 au 24 Juin 1956, dans les Amphithéâtres du Conservatoire National des Arts et Métiers.

L'Automatique y sera étudiée dans ses aspects théoriques et dans ses applications ; ce congrès a donc comme objectif de mettre en évidence les divers aspects de l'« Automatique Générale » et les conditions (scientifiques, techniques, économiques, psychologiques) de ses applications.

Il ne peut prétendre évoquer tous les aspects de l'Automatique avec, en particulier, les aspects spécifiquement technologiques.

En bref, dans le cadre d'une large confrontation, ce congrès permettra, en raison même de l'intérêt qu'il suscite dès à présent, de réaliser un vœu : promouvoir l'Automatique dans le cadre scientifique et réaliste qui est le sien, contribuer à construire ce cadre et diffuser les enseignements que ce congrès apportera.

Programme provisoire

Le Congrès sera divisé en trois groupes :

— Groupe I : Automatique générale,

— Groupe II : Automatique appliquée,

— Groupe : III : Automatique et production.

Chaque réunion de groupe comportera en principe :

— Un rapport (d'une heure environ),

— Trois exposés (d'une demi-heure environ) et des communications ,

— Des discussions et des questions.

LUNDI 18 JUIN.

10 *h.* — Réception des congressistes au C.N.A.M.

14 *h.* 15. — Discours inaugural et conférence générale d'introduction.

— Rapport général d'une heure sur les concepts théoriques de l'automatique.

— Trois exposés : 1 exposé par un mécanicien ; 1 exposé par un électronicien ou électricien ; 1 exposé par un chimiste.

Le thème général de cette séance sera de présenter l'Automatique comme une science. On s'efforcera de mettre clairement en évidence les relations de l'Automatique avec :

— les sciences appliquées et la technique ;

— les mathématiques et la statistique.

MARDI 19 JUIN.

Séance du matin (9 heures) :

Groupe I : Automatique générale et application à des domaines déterminés.

Groupe II : Les domaines de l'Automatique appliquée.

Séance de l'après-midi (14 h. 15) :

Groupe I : Applications de l'Automatique générale aux sciences expérimentales et à l'Econométrie.

Groupe II : La mécanisation ; la manutention ; le contrôle.

MERCREDI 20 JUIN.

Séance du matin (9 heures) :

Groupe II : La mécanisation du travail de bureau ;

Groupe III : L'Automatique et la production : incidences sur la qualité et les prix de revient.

Séances de l'après-midi (14 h. 15) :

Groupe I, II et III réunis : Essais de synthèse sur l'Automatique et la mécanisation dans la production.

Soir : Théâtre ou concert.

JEUDI 21 JUIN.

Séance du matin (9 heures) :

Groupe I et II : L'Automatique et la Direction ; la recherche opérationelle (logistique).

Groupe III : L'Automatique et la production : productivité et problèmes économiques.

Séance de l'après-midi (14 h. 15) :

Continuation des séances du matin avec les mêmes sujets, pour les trois groupes.

18 heures : Réception des congressistes à l'Hôtel de Ville.

19 heures : Dîner dans les salons de l'Ecole Hôtelière.

VENDREDI 22 JUIN.

Réunions plénières matin et soir, sur le thème suivant, pour tous les groupes.

— L'Automatique appliquée et les problèmes humains.

18 heures : Séance officielle de clôture du congrès.

SAMEDI 23 JUIN.

Matin : Visites organisées dans des lieux artistiques autour de Paris.

Déjeuner : Hors de Paris.

Après-midi : Continuation de la journée par petits groupes au loisir des congressistes.

Parallèlement au congrès, une exposition organisée avec le concours de l'U.N.E.S.C.O. et l'aide de l'A.F.A.P. se déroulera de façon permanente au C.N.A.M. Un cinéma permanent montrera des films sur l'Automatique.

Les dames sont cordialement invitées à se joindre au congrès. Des programmes spéciaux et des visites dans Paris et la banlieue seront organisées.

INSCRIPTION AU CONGRÈS.

Les participants : congressistes, auteurs de rapports, d'exposés, de communications voudront bien :

— adresser d'urgence le titre accompagné d'un court résumé des rapports, exposés, communications qu'ils désirent présenter.

— se faire inscrire et acquitter, avant le 15 Mai, les droits d'inscription indiqués ci-dessus.

— remettre les textes avant le 15 mai, ceci afin de nous permettre de rédiger, à temps, le programme définitif et d'assurer la diffusion provisoire des textes.

DROITS D'INSCRIPTION

Membres	Sociétés et groupements	5 000 F
	Participants à titre personnel	2 000 F
	Membres donateurs, qui figureront de droit sur la liste de patronage du Congrès	20 000 F

Faire le règlement à :

Monsieur DOURY, Trésorier du Congrès International de l'Automatique,
C.C.P. : Paris 13.595.53

Adresse de Monsieur DOURY : 46, rue de Rome, Paris (VIII[e]).

Fiche d'inscription

(A détacher et à retourner au Secrétariat du « Congrès International de l'Automatique »).

Nom et prénoms .....

Adresse : .....

Société ou Compagnie : .....

Je désire m'inscrire au titre de :

Membre à titre personnel .....

Société Membre .....

Membre donateur .....

Règlement fait par : Chèque bancaire .....

Mandat .....

Mandat international .....

Date : Signature :

RÉUNION ANNUELLE DE L'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

La 57[e] réunion annuelle de l'Associazione Elettrotecnica Italiana qui se tiendra à Trieste vers la fin de Septembre aura pour thème « La régulation automatique et les servomécanismes ». On traitera dans la réunion les sujets suivants : Théorie de la régulation — Eléments qui composent un système de régulation automatique — Régulateurs et systèmes de régulation — Applications. Une part importante des travaux sera réservée à l'aspect électronique du problème. Les comptes rendus de la réunion comprendront le texte complet des mémoires et le résumé des discussions.

Pour tous renseignements prière de s'adrssser au Bureau Central de l'A.E.I., via San Paolo 10, Milano, Italie.

OFFRES D'EMPLOI

O.74. — Nous signalons, à nos lecteurs, que « l'Instituto Tecnologico de Aeronautica » de Sao José Dos Campos (Brésil) recherche des professeurs qualifiés : notamment un spécialiste des questions de « circuits » (et si possible de servomécanismes), et un spécialiste en « propagation » et « antennes ». L'Institut recherche également un professeur pour diriger et orienter son département « Mathématiques ». Les conditions matérielles offertes par l'Institut sont avantageuses.

Les lecteurs que cette offre intéresserait, ou qui désireraient des renseignements complémentaires, sont priés de se mettre en rapport, d'urgence, soit directement avec l'Institut, soit avec M. Jacques LIGNON, professeur à la Division Electronique de l'Institut, qui nous fait part de cette offre.

O.75. — Laboratoires de Recherches de la C[ie] G[le] de T. S. F. offrent postes d'avenir à : Ingénieurs Grandes Ecoles, spécialistes ou ayant goût radio, hyperfréquences, télécommunications, radar, engins spéciaux. Envoyer C.V. détaillé à Barthalon, 23, rue du Maroc, Paris-19[e].

O.76. — Compagnie IBM France recherche : Ingénieurs et Agents Techniques Electroniciens 3[e] catégorie, pour développement Laboratoires de Recherches. Ecr. avec curric. vitae, 20, av. Michel-Bizot, à Paris-12[e].

DOCUMENTATION TECHNIQUE

SERVO-AMPLIFICATEURS MAGNÉTIQUES A FAIBLE TEMPS DE RÉPONSE

La Société d'Electronique et d'Automatisme (138, Boulevard de Verdun, Courbevoie), annonce des servo-amplificateurs magnétiques à temps de réponse minimum, c'est-à-dire statistiquement compris entre une demi-période et une période de la fréquence de la source de puissance.

Ces appareils dont il existe deux types, les Servamags 20-50 (20 Watts, 50 Hz) et 20-400 (20 Watts, 400 Hz) présentent les caractéristiques suivantes :

1° Temps de réponse à 100 % :

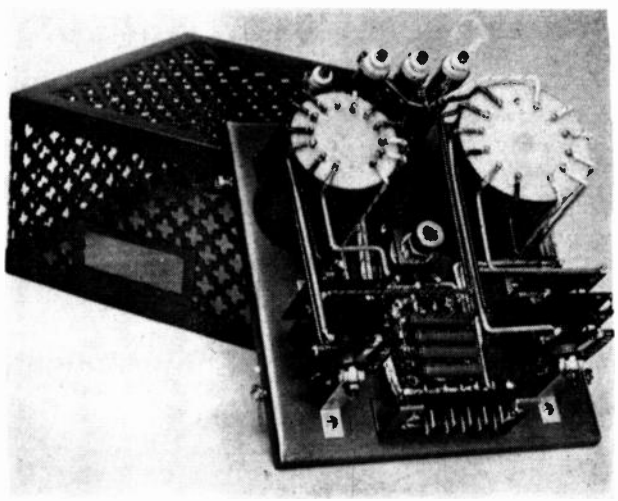
— inférieur ou égal à une période de la fréquence d'alimentation pour un amplificateur à un étage ;

— inférieur ou égal à une période et demie de la fréquence d'utilisation pour un amplificateur à deux étages.

2° Les Servamags permettent de réaliser des asservissements avec une bande passante de :

— 8 à 10 Hz pour une fréquence d'alimentation de 50 Hz.

— 20 à 30 Hz pour une fréquence d'alimentation de 400 Hz.



Servamag 20-400 SEA

Les déphasages introduits, très faibles, permettent d'obtenir dans les asservissements les mêmes performances dynamiques qu'avec des amplificateurs purement électroniques.

3° Ils offrent l'avantage de répondre aussi bien à des tensions d'entrée continues qu'alternatives. Ils servent donc de modulateurs à l'ensemble de la chaîne d'asservissement et suppriment ainsi le relais modulateur (Chopper) dans les cas courants.

4° Les Servamags se branchent directement sur le secteur à 50 Hz ou 400 Hz et permettent la commande directe d'un moteur sans utilisation d'un transformateur de sortie. La tension d'alimentation peut être rendue quelconque (bien entendu supérieure ou égale à la tension de la phase de commande du moteur à contrôler).

5° En cas de besoin, ils peuvent être précédés par un étage de pré-amplification à tubes à vide ou à transistrons.

Dans ces amplificateurs, présentés sous forme étanche, les tores sont coulés dans du plastique, de manière à résister aux chocs et aux vibrations.

Chaque étage constitutif de ces servo-amplificateurs est du type à une alternance. Le montage est un montage en pont, à réversibilité de phase. Il utilise donc deux tores.

Les performances essentielles des servamags 20-50 et 20-400 sont les suivantes :

Type du Servamag	20-50	20-400
Puissance sortie max. en Watts	25	25
Fréquence d'aliment.	50	400
Temps derép. 100 % en ms	7,5	3,75
Nombre d'étages	1	2
Impédance d'entrée	7 k Ω	7 kΩ ou 120 kΩ
Gain en tens. max.	3	600 ou 120
Gain en puiss. max.	900	200 000 ou 500 000

UN NOUVEL INTERRUPTEUR MINIATURE A ACTION BRUSQUE : LE MICROCONTACT MOM

La Cie Electro-Mécanique (37, rue du Rocher, Paris-8e), présente un nouveau microrupteur-inverseur de précision, à action brusque, le Microcontact, type « MOM », qui possède notamment les deux particularités suivantes :

Encombrement réduit : Sa plus grande dimension mesure à peine plus de deux centimètres.

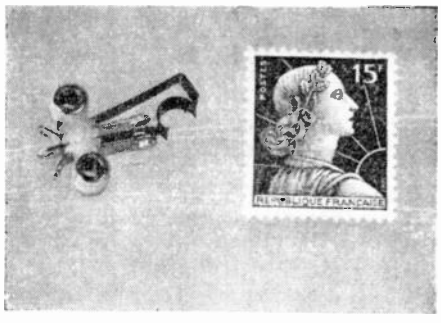
Fixation et juxtaposition faciles : Son support en nylon est traversé par deux rivets tubulaires.

Caractéristiques : Le microcontact MOM est unipolaire et son calibre est de 3 ampères jusqu'à 250 volts en courant alternatif.

La force opératoire agit sur une très petite distance (1 millimètre environ) et a une valeur moyenne de 90 grammes.

Cet interrupteur peut être utilisé par exemple :

— pour couper ou fermer brusquement un circuit électrique et disposer d'une pression de contact suffisante lorsque la force opératoire est faible ou agit d'un mouvement lent ;



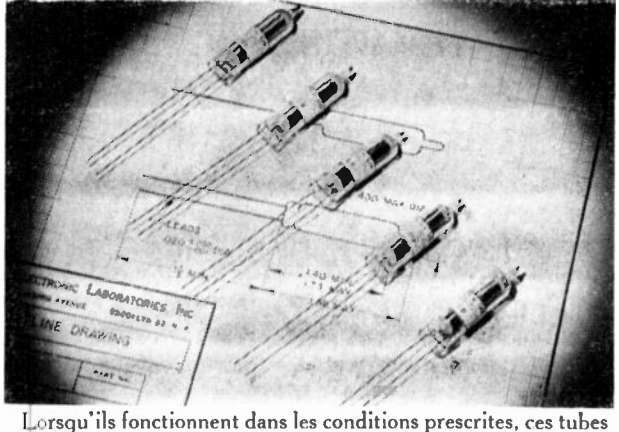
— pour détecter une différence de position, de force ou de mouvement, même de très faible amplitude.

NOUVEAUX TUBES RÉGULATEURS DE TENSION

Une série complète de tubes régulateurs de tension, à décharge corona (pour tensions fixes ou réglables) a été mise au point et est fabriquée par la firme Anton Electronic Lab.

Ces tubes sont utilisables pour la stabilisation des tensions de valeurs comprises entre 300 V et 30 kV, pour des courants de quelques milliampères. Ils fonctionnent normalement dans l'intervalle des températures comprises entre — 55º C et + 75º C. La variation totale de la tension régulée, dans le cas de tubes dont la tension de service est inférieure à 4 000 V, est d'environ 1 % de la tension de service ; pour les tubes fonctionnant à une tension supérieure à 4 000 V la variation peut être nettement inférieure à 1 %

Cette série de tubes comporte un modèle « fixe » (non-ajustable) et un modèle « ajustable » dit « varijust ». Les tubes modèle « varijust » comportent un mécanisme permettant de faire varier la pression du gaz à l'intérieur de l'ampoule : on peut ainsi obtenir une tension graduellement réglable.



Lorsqu'ils fonctionnent dans les conditions prescrites, ces tubes ne présentent pas de retard à l'amorçage : une trace de substance radioactive est en effet introduite dans l'ampoule en cours de fabrication, en vue d'éviter tout amorçage erratique.

Ces tubes à longue durée de vie et résistant au choc, sont conçus pour des applications telles que la stabilisation des alimentations des compteurs de Geiger ou des compteurs à scintillation et pour la commande de la tension d'accélération et de la HT des dispositifs à rayons cathodiques.

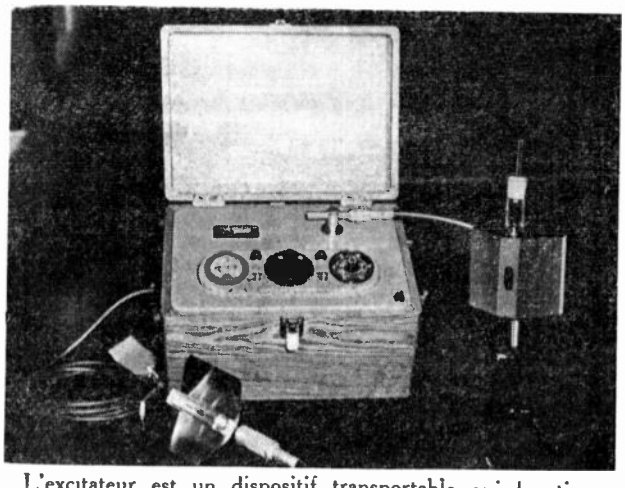
Ces tubes à cathode froide se font dans les séries miniature et subminiature.

Pour plus amples renseignements, écrire à Anton Electronic Laboratories, Inc, 1226 Flushing Avenue, Brooklyn, 37 N.Y. U.S.A.

UN NOUVEL APPAREIL POUR LA DÉTERMINATION DES LONGUEURS D'ONDES

Un nouveau modèle de source au mercure 198, associée à un excitateur pour hyperfréquences, mis au point par Baird Assoc. Inc. (U.S.A.), permet la détermination des longueurs d'ondes avec une précision d'un millionième. Cet appareil a été construit en vue de son emploi en interférométrie à grande dispersion.

La source au mercure 198 est une lampe sans électrodes, (en quartz fondu), qui utilise 0,4 mg de mercure 198, préparé par transmutation d'or dans une pile atomique.



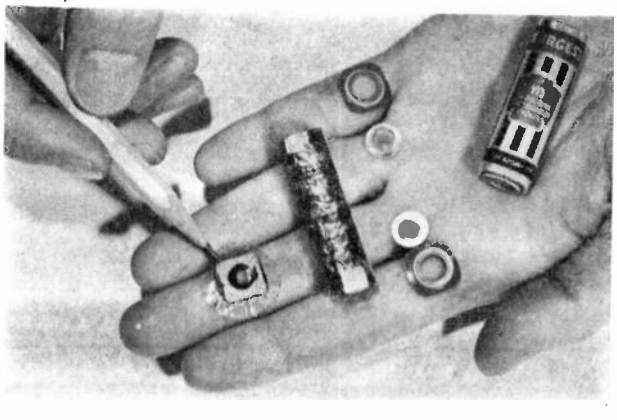
L'excitateur est un dispositif transportable qui fonctionne sur la longueur d'onde de 12,2 cm (dans la bande de 2 400 à 2 500 MHz). il est alimenté par le secteur alternatif. L'énergie H.F., produite par un oscillateur à magnétron fonctionnant en régime continu, est amenée, au moyen d'un câble coaxial flexible, à à l'organe focalisateur qui concentre les rayonnements sur la lampe. La tension continue H.T., nécessaire à l'alimentation du magnétron, est obtenue par un dispositif redresseur alimenté par le secteur.

La tension d'entrée du transformateur H.T. est commandée par un dispositif temporisateur et un « variac » qui commande la puissance de sortie du magnétron.

Pour plus amples renseignements, s'adresser à Baird Associates, Inc., 33 University Road, Cambridge, 38, Mass., U.S.A.

UN NOUVEL ÉLÉMENT DE PILE-SECHE SUBMINIATURE

Les dimensions minuscules du nouvel « élément-pastille » qui vient d'être annoncé par la « Burgess Battery Company », et la simplicité de son assemblage dans une pile sèche de grande puissance sont montrées par la photographie ci-jointe. L'élément même, plus petit que le bout d'un doigt, est fabriqué entièrement automatiquement et est hermétiquement enfermé dans une enveloppe « pliofilm » et mylar. Il suffit d'empiler une quinzaine de tels éléments dans une colonne, enserrés dans un film plastique transparent pour faire la pile représentée dont la f.e.m. est de 22,5 volts, et qui est destinée aux postes-radio de poche, appareils de surdité, compteurs Geiger et divers autres dispositifs électroniques de contrôle et de laboratoire. La Compagnie Burgess fabrique les éléments en cinq dimensions et des piles composées de ces éléments nouveaux sont actuellement sur le marché. D'autres renseignements sur ces piles à « élément-pastille » peuvent être obtenus à la « Burgess Battery Company, Freeport, Illinois, U.S.A. ».



Imprimerie Marcel Bon, Vesoul. — Dépôt légal : 2e trimestre 1956. — I. nº 25. — 4.900. 578 E, nº 20 La gérante Mme Chiron

NOUVEAUTÉ 1956 DES ÉDITIONS CHIRON :

ONDES CENTIMÉTRIQUES

LIGNES - CIRCUITS - ANTENNES

par

G. GOUDET et **P. CHAVANCE**

Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications
Directeur du Laboratoire Central des Télécommunications

Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique
Chef du Service « Câbles Hertziens » à la C.F.T.H.

Un ouvrage de 422 pages 15 × 24 cm., 274 figures avec de nombreuses photographies. — Prix : 5 200 Francs, Port : 100 Francs

Les ondes centimétriques déjà connues mais à peine exploitées avant 1939 ont pris maintenant une importance considérable dans le domaine du *RADAR* où elles permettent d'obtenir des faisceaux très étroits et dans celui des *TÉLÉCOMMUNICATIONS* où l'on exploite aussi leur aptitude à transporter des signaux couvrant une très large bande de fréquences. Elles sont utilisées en particulier dans les *CABLES HERTZIENS* qui commencent à couvrir notre territoire pour transporter les signaux de *TÉLÉVISION* et de *TÉLÉPHONIE-MULTIPLEX*. Enfin elles jouent un rôle important en physique par leur emploi dans les *ACCÉLÉRATEURS LINÉAIRES DE PARTICULES* et dans les études sur la constitution de la matière.

Leur technique est susceptible de dérouter les radioélectriciens habitués aux ondes plus longues. Non seulement les tubes électroniques utilisés sont des tubes spéciaux mais les éléments passifs ont un aspect particulier. Cette remarque est valable aussi bien au point de vue théorique qu'au point de vue pratique.

Dans le présent ouvrage les auteurs se sont efforcés de donner aux lecteurs pourvus de connaissances générales d'électricité, tout le bagage nécessaire pour avoir une pleine compréhension des *LIGNES, CIRCUITS ET ANTENNES* utilisés dans la gamme des ondes centimétriques. Le texte se trouve ainsi divisé naturellement en trois parties.

Dans la première de celles-ci, consacrée surtout aux lignes à un seul conducteur, ou *GUIDES D'ONDES*, on examine d'abord les propriétés du guide rectangulaire, le plus usuel, puis on étudie les ondes électromagnétiques, indépendamment des dispositifs destinés à les guider. Ceci permet de faire ressortir des propriétés générales qui constituent le lien logique entre des réalisations en apparence très différentes, du classique tuyau métallique au fil recouvert d'une couche isolante qui guide à son extérieur les ondes récemment découvertes par Goubau.

Dans la seconde partie, on expose la théorie des *DIPOLES, QUADRIPOLES ET MULTIPOLES* dans un langage approprié à la gamme des ondes centimétriques. Cette connaissance est indispensable car tout équipement comporte des coudes, des embranchements, des entrées ou des sorties multiples. Les *CAVITÉS RÉSONNANTES* y sont également traitées.

La troisième partie enfin, consacrée aux *ANTENNES*, comporte un exposé des théorèmes généraux sur le rayonnement nécessaires, puis une description des principaux types d'antennes qui ont été effectivement réalisées.

Dans tous les cas on s'est efforcé d'aller vers le concret mais on a voulu auparavant établir avec précision les propriétés générales qui constituent un guide indispensable.

ÉDITIONS CHIRON

40, rue de Seine, PARIS-6E — C. C. P. PARIS 53-35

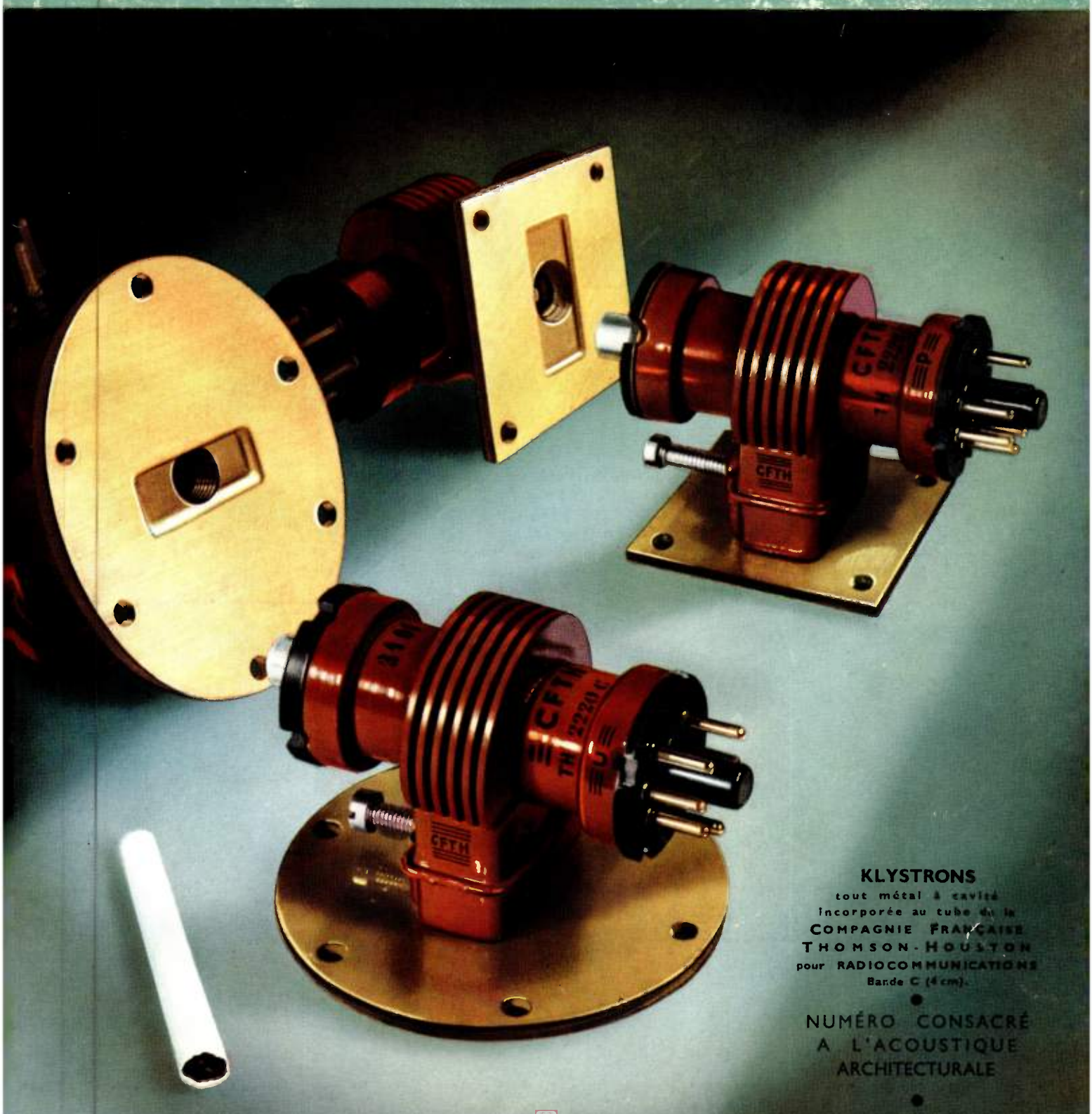
58

Library
Boulder Laboratories
National Bureau of Standards
Boulder, Colorado

34e ANNÉE - Nº 350
MAI 1956
PRIX : 300 FRANCS

L'ONDE ÉLECTRIQUE

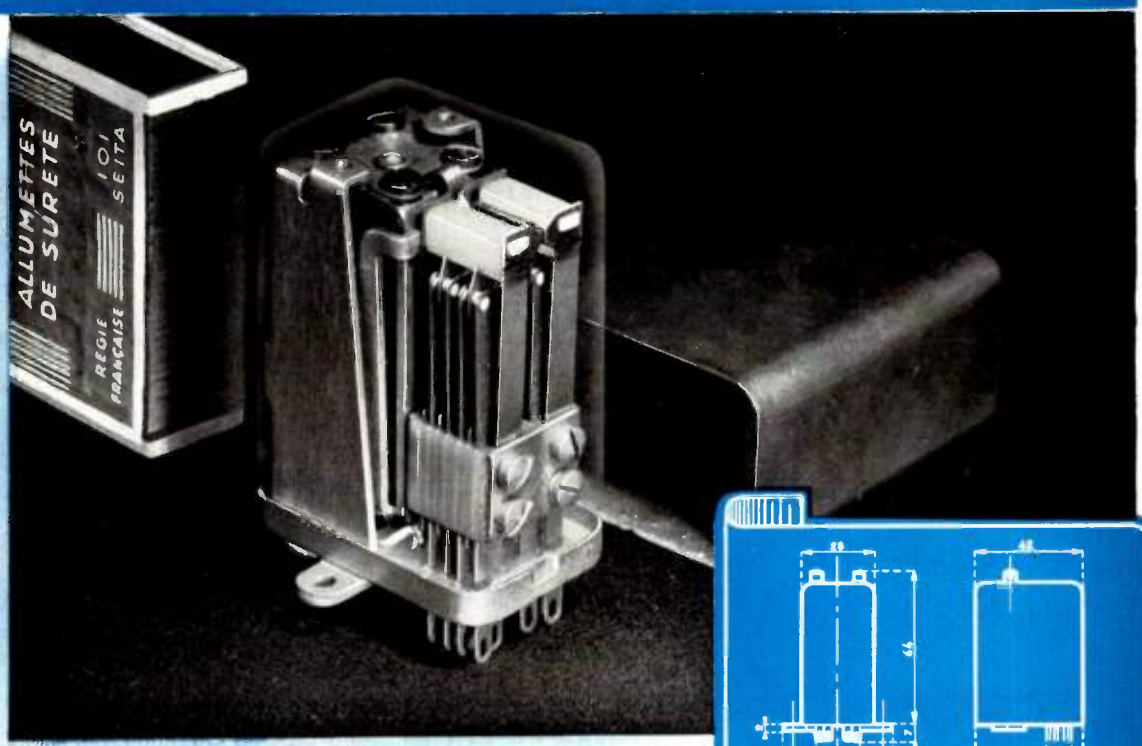
REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6e

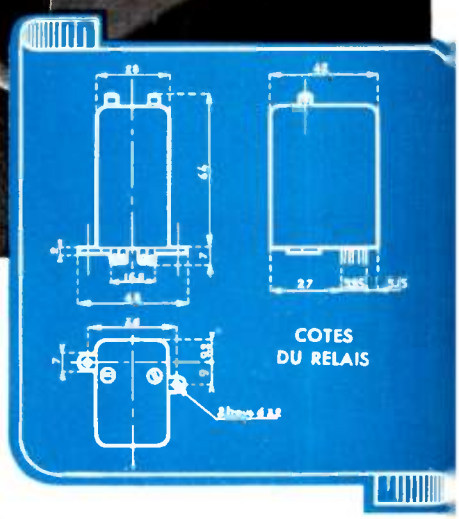


KLYSTRONS
tout métal à cavité incorporée au tube de la
COMPAGNIE FRANÇAISE THOMSON-HOUSTON
pour RADIOCOMMUNICATIONS
Bande C (4 cm).

NUMÉRO CONSACRÉ A L'ACOUSTIQUE ARCHITECTURALE

6.000.000 de MANOEUVRES...





le nouveau RELAIS "AY"

DIX caractéristiques nouvelles assurent à ce nouveau relais une sécurité de fonctionnement absolue.

Contact double
Pression supérieure
Pas de cambrage de lames
Alignement automatique des contacts
Pas d'usure d'axe (pas de jeu possible)
Rappel cabribré par ressort indépendant
0,8 Watt pour 4 RT, 1,6 Watt pour 8 RT
Le bloc moulé supprime les défauts d'empilages, il assure l'interchangeabilité automatique, un isolement tropical parfait.

Par ailleurs, les usines **BERNIER** fabriquent tous les organes de raccordement et de commutation concernant l'électronique.

Brevets Internationaux

- ★ APPAREILLAGE ÉLECTRONIQUE
- ★ PRISES MULTIBROCHES
- ★ JACKS, FICHES DE JACKS...
- ★ RELAIS H. F. ET H. T. ET DE TÉLÉCOMMANDE
- ★ RELAIS TÉLÉPHONIQUES
- ★ RELAIS POLARISÉS

BERNIER & Cie 19 RUE MALTE-BRUN - PARIS XXe - MEN. 07-24

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Électrique : R. Domenach, 161, Bd St-Germain, Paris 6e — Tél. LIT. 79-53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

Vol. XXXVI **MAI 1956** **N° 350**

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6e. — C.C.P. Paris 53-35

Abonnements 1 an : France : 3.000 F ; Etranger : 3.300 F — Prix de ce N° : 300 F

Exclusivité de la Publicité : M. R DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, PARIS-6e. Tél. LIT. 79-53

SOMMAIRE

		Pages
Éditorial	J. MATRAS	383
Acoustique architecturale (étude synthétique)	J. MATRAS	384
Aspect acoustique de l'étude des grands auditoria	R. LAMORAL	416
Studios récents de radiodiffusion	J. PUJOLLE	419
Visualisation des ondes sonores et ultrasonores	F. CANAC	422
Sur les propriétés acoustiques des matériaux	Th. VOGEL	428
Isolement acoustique de structures lourdes	J. PUJOLLE	435
Nouvelle caractéristique acoustique des salles et réalisation d'un compteur électronique polyvalent	R. LAMORAL et R. TREMBASKY	441
La mesure des bruits. — Problèmes physiques et problèmes physiologiques	P. BARON	450
Contribution à l'étude de la normalisation des audiomètres	R. LEHMANN	466
La normalisation des équipements de télévision à la Radiodiffusion télévision française	L. GOUSSOT	479
Vie de la Société		487
Informations diverses		478

Sur notre couverture :

Klystrons TH 2220 de hautes performances construits en France, sous licence Varian, par le Groupe Electronique de la Compagnie Française Thomson-Huoston, 173, boulevard Haussmann, Paris-8e. — Voir détail page 478.

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Electrique *n'engagent que leurs auteurs.*

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine). — Tél. ALÉSIA 04-16 — C.C.P. Paris 697-38

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.
P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T.S.F.
J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie e. r.
† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.
† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) - † H. ABRAHAM (1947)
Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, Prix Nobel de Physique.

MEMBRES D'HONNEUR

Sir Edward APPLETON, Principal and Vice Chancellor of Edinburgh University.
MM. Eugène DARMOIS, Membre de l'Institut.
Gaston DUPOUY, Membre de l'Institut, Directeur du C.N.R.S.
MM. Frédéric JOLIOT-CURIE, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Physique.
Louis LEPRINCE RINGUET, Membre de l'Institut.
Francis PERRIN, Membre de l'Institut, Haut-Commissaire à l'Energie Atomique.

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

		MM.
1922		M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923	†	H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924	†	R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925	†	J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T.T.
1926		E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927	†	Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928		Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929	†	L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930		Ed. BELIN, Ingénieur.
1931		C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932		P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933	†	L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934		Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
1935	†	R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936	†	R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937	†	F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès Sciences.
1938		P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
1939	†	J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940	†	H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945		L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946		R. P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947		R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.
1948		Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949		M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950		P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951		Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion-Télévision Française.
1952		J. de MARE, Ingénieur Conseil.
1953		P. DAVID, Ingénieur en chef à la Marine.
1954		G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».
1955		H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1956)

M. R. RIGAL, Ingénieur Général des Télécommunications.

Président désigné pour 1957

M. R. AUBERT, Directeur Général technique de la C.S.F. et S.F.R.

Vice-Présidents :

MM. A. ANGOT, Ingénieur militaire général, Directeur de la Section d'Etudes et de Fabrications des Télécommunications.
C. BEURTHERET, Ingénieur en Chef à la C.F.T.H.
M. LAFFINEUR, Directeur à l'Institut d'Astrophysique de Paris.

Secrétaire Général :

M. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.
L. J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier :

M. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.

Secrétaires :

MM. J. M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.
P. DEMAN, Ingénieur des Télécommunications.
B. GAUSSOT, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.

Comité de Rédaction de l'ONDE ÉLECTRIQUE

Président : M. P. ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications.
Rédacteur en Chef : M. L. J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

SECTIONS D'ÉTUDES ET GROUPES RÉGIONAUX

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Général ANGOT.	M. TOUTAN.
2	Matériel radioélectr.	M. LIZON	M. GAMET.
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MERCIER.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. WARNECKE.	M. CHARLES.
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	M. CAHEN.	Mme ANGEL.
8	Electronique appliq.	M. RAYMOND.	M. LARGUIER.
9	Electronique Nucléaire.	M. SURDIN.	M. LABEYRIE.
10	Formation du Personnel Technique.	M. BEURTHERET	M. GILABERT.

Les demandes pour participation aux travaux des Sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. CACHON. Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

President. — M. R. GUILLIEN Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E. N. S. E. M.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. DESTRAY, Directeur de l'École de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C. N. R. S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

CONSEIL DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

MM. J. ICOLE, Ingénieur en chef des Télécommunications, Chef du Département Faisceaux-Hertziens, Direction des Lignes Souterraines à Grande Distance.
J. LOCHARD, Lieutenant Colonel, Chef des Services Techniques du Groupe de Contrôle Radioélectrique.
N'GUYEN THIEN CHI, Chef de Département à la Cie Gle de T.S.F., Ingénieur-Conseil Cie Industrielle des Métaux électroniques.
† G. POTIER, Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique
P. RIVÈRE, Chef du Service « Multiplex » de la Sté Française Radioélectrique.
M. SOLLIMA, Directeur du Groupe Electronique de la Cie Française Thomson-Houston.
H. TESTEMALE, Ingénieur des Télécommunications.
A. VIOLET, Chef de Groupe à la Sté « Le Matériel Téléphonique »
L'Ingénieur J. BLOEMSMA, Ingénieur Radio E.S.E.
A. CHARLES, Général du C.R., Conseiller technique à la Société Kodak-Pathé.
A. DIDIER, Professeur au C. N. A. M.
MM. G. GOUDET, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
M.D. INDJOUDJIAN, Ingénieur des Télécommunications, chargé du Département Télécommande du C.N.E.T.
P. MANDEL, Ingénieur en Chef à la Société Nouvelle de l'outillage R B V et de La Radio-Industrie.
A. PAGES, Ingénieur à la Compagnie Générale de T.S.F.
H. TANTER, Ingénieur au L.C.T.
P. ANDRIEUX, Ingénieur des Télécommunications.
Mario BOELLA, Professeur au Politecnico de Turin.
R. CHARLET, Ingénieur des Télécommunications.
F. GALLET, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.
M. JEAN, Directeur du « Groupe Electronique » de la C.F.T.H.
NOZIÈRES, Directeur des « Tubes Electroniques » à la Sté La Radiotechnique.
P. M. PRACHE, Directeur des Recherches à la Sté L.T.T.
I. WEILL, Ingénieur-Docteur au C.E.A.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Extraits des Statuts

ARTICLE PREMIER. — La Société des RADIOÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion des questions concernant la radiotélégraphie et tout ce qui s'y rattache.

Elle recourt à toutes les formes d'activité de nature à réaliser le but qu'elle poursuit.

Elle s'interdit toute ingérence dans les entreprises industrielles ou commerciales quelconques, autres que celles qui concernent son administration propre.

La durée de la Société est illimitée.

Elle a son siège à Paris.

ARTICLE 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Etre agréé par le Bureau de la Société

. . . . . .

Tout membre titulaire qui aura pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives une cotisation de 15 000 francs pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation de 5 000 francs seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation annuelle fixée comme suit :

Particuliers ..... 1 600 F

Sociétés ou Collectivités. 10 000 / 25 000 / ou 50 000 } au gré de la Société ou Collectivité

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle moyennant le versement d'une somme égale à dix fois cette cotisation.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études en France, pourront bénéficier, sur leur demande, d'une cotisation ramenée à 800 F. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

Montant des Cotisations

Les cotisations annuelles sont ainsi fixées :

Particuliers, membres titulaires, recevant *L'Onde Electrique* .. 1600 F.

Sociétés ou collectivités membres titulaires recevant *L'Onde Electrique* .. 10 000 / 25 000 / ou 50 000 } au gré de la Société ou Collectivité

Les particuliers peuvent racheter leur cotisation moyennant le paiement de dix annuités ..... 16000 F.

La cotisation des membres titulaires âgés de moins de 25 ans, en cours d'études en France, peut, sur leur demande, être ramenées à 800 F.

En cas de non admission d'un candidat, la somme versée lui est retournée.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

ACOUSTIQUE ARCHITECTURALE, par J. MATRAS, *Ingénieur général de la R.T.F.* Onde Electrique de mai 1956 (pages 384 à 415).

La première partie est consacrée à la protection contre les perturbations phoniques. Sont traités successivement, la définition, la mesure, l'analyse et l'effet physiologique des bruits ; la définition et les mesures d'isolement phonique, affaiblissement de transmission et facteur de réduction de bruit ; le bruit tolérable dans un local et les bruits extérieurs ; le mécanisme de la propagation des bruits par les ouvertures (fenêtres, portes, tuyauteries), par effet de diaphragme des parois, par conduction. Les procédés pratiques de protection contre les bruits ne sont pas exposés.

La seconde partie est consacrée à l'Acoustique interne des salles, Acoustique statistique (salles moyennes), Acoustique géométrique (grandes salles), Acoustique ondulatoire (petites salles). On donne enfin les critères modernes de qualité des salles (temps de réverbération, forme, « définition » du son).

ASPECT ACOUSTIQUE DE L'ÉTUDE DES GRANDS AUDITORIA, par R. LAMORAL, *Ingénieur-docteur, Ingénieur des Télécommunications*, Onde Electrique de mai 1956 (pages 416 à 418).

L'étude des grandes salles comporte plusieurs étapes exposées ici : 1) la recherche du temps de réverbération optima par l'application des données classiques (Sabine, Eyring, Millington) et de l'expérience propre du réalisateur, 2) la recherche de la forme, laquelle peut être graphique ou mieux, réalisée sur maquettes, 3) le choix d'une diffusion de l'énergie sonore correspondant à l'utilisation future du local, 4) une détermination du gros œuvre permettant des isolements phoniques convenables.

STUDIOS RÉCENTS DE RADIODIFFUSION. CENTRE DE MARSEILLE, par J. PUJOLLE, *Ingénieur en Chef des Télécommunications à la R.T.F.*, Onde Electrique de mai 1956 (pages 419 à 421).

Le nouveau Centre de la R. T. F. à Marseille a été aménagé de 1952 à 1954 dans un bâtiment du Parc Chanot, l'ancien Palais des Congrès.

Le Centre comporte un corps principal où sont installés :

— 5 studios de Radiodiffusion et une aile ajoutée à l'ancien bâtiment, pour la Télévision ;

— 1 grand studio de 3 000 m³ sert aux émissions de l'Orchestre Symphonique.

Les 4 autres studios, dont un de 800 m³ pour les émissions de Radio-Théâtre et Variétés et 3 petits, ont été traités à l'aide d'un nouveau procédé à base de matériau plastique mis au point pour ce centre.

VISUALISATION DES ONDES SONORES ET ULTRASONORES, par F. CANAC, *Directeur du Centre de Recherches S. I. M. de Marseille.* Onde Electrique de mai 1956 (pages 422 à 427).

Des ondes élastiques présentent des alternances de compression et de dépression et l'indice d'un milieu croît avec la pression.

Par suite, un faisceau lumineux traversant le milieu est soumis à des phénomènes de réfraction entraînant par exemple sa disparition en certaines régions. Les ondes peuvent être ainsi visualisées ; on étudie alors leur interférence, leur réflexion, leur absorption, leur diffusion. Nombreux exemples d'applications en acoustique architecturale, en aérodynamique. Parallélisme entre les guides d'ondes acoustiques et les guides d'ondes électromagnétiques.

SUR LES PROPRIÉTÉS ACOUSTIQUES DES MATÉRIAUX par Th. VOGEL, *Centre National de la Recherche Scientifique, C.R.S.I.M., Marseille.* Onde Electrique de mai 1956 (pages 428 à 434).

La propagation du son dans une enceinte pose un « problème aux limites », qui fait intervenir une condition à satisfaire sur les parois. Une forme plausible de cette condition, analogue à celle de la thermocinétique, conduit à caractériser les matériaux par une « impédance » spécifique. On peut rattacher celle-ci au coefficient d'absorption mesuré sous diverses incidences en ondes planes, et, d'autre part, au temps de réverbération. La formule semi-empirique de Sabine, d'usage courant en acoustique, apparaît comme un cas limite, dont on peut se rapprocher, mais dans des conditions très éloignées de celles d'une chambre réverbérante ; la méthode de l'incidence, décrite dans le présent article, apparaît donc à l'auteur comme préférable, la formule de Sabine devant être réservée aux avant-projets de salles assez absorbantes.

SUMMARIES OF THE PAPERS

ACOUSTICS OF LARGE AUDITORIA, by R. LAMORAL. *Ingénieur Docteur, Ingénieur des Télécommunications*, Onde Electrique, May 1956 (pages, 416 to 418).

The study of large halls can be sub-divided as follows :

1) Investigation of optimum reverberation time by the application of classical methods (Sabine, Eyring, Millington) and of the designer's own experience.

2) Investigation of the shape of the halls, which may be carried out graphically, or preferably with the aid of models.

3) The determination of the absorption of sound energy corresponding to that for the eventual use of the hall.

4) Final design giving the desired sound insulation.

ARCHITECTURAL ACOUSTICS, by J. MATRAS, *Ingénieur Général de la R.T.F.* Onde Electrique, May 1956 (pages 384 to 415).

The first part of this paper on Architectural Acoustics is devoted to sound proofing problems. The author deals successively with the definition of noise, its measurement, analysis and physiological effects ; with a definition of sound insulation and with sound insulation measurements; with attenuation in sound transmission and with noise reduction factor. Also dealt with are : tolerable noise levels indoors and noise levels from outside sources ; the progress of sound propagation through openings (windows, doors, along pipes...) and through the diaphragm effect of walls and by conduction. The paper does not describe any sound-proofing methods.

The second part of the paper deals with interior acoustics : « static » acoustics (case of average-size interiors), « geometrical » acoustics (large interiors), « wave » acoustics (small interiors). Finally, a list is given of modern quality requirements and standards in interior acoustics : period of reverberation, shape, definition of sound.

VISUAL DISPLAY OF SONIC AND ULTRASONIC WAVES, by F. CANAC, *Directeur du Centre de Recherches S.I.M. de Marseille*. Onde Electrique, May 1956 (pages 422 to 427).

Waves in elastic media are typified by alternate compression and decompression and the index of a medium increases with pressure. It follows that a light ray traversing the medium is subjected to refraction leading, for example, to its disappearance in certain regions. Waves can be made visible in this manner, and this facilitates the study of interference, reflection, absorption and diffusion of these waves. There are numerous examples of applications in acoustic structure and in aerodynamics. The parallels between acoustic and magnetic wave guides are considered.

MODERN STUDIOS OF THE RADIO. CENTRE OF MARSEILLE, by J. PUJOLLE, *Ingénieur en Chef des Télécommunications à la R.T.F.* Onde Electrique, May 1956 (pages 419 to 421).

The new Radio Centre of the R.T.F. in Marseille was constructed between 1952 and 1954 in a building of the Parc Chanot, the old Palais des Congrès.

The Centre comprises a main building where are provided :

— 5 sound studios and a wing added to the old building for television.

— 1 large studio of volume 3 000 m^3 used for transmissions by the Symphony Orchestra.

The other 4 studios, of which one has a volume of 800 m^3 for Radio-Theatre and Variety, and 3 smaller studios, have been treated by a new process, based on a plastic material specially produced for this centre.

NOTES ON THE ACOUSTICAL PROPERTIES OF MATERIALS, by Th. VOGEL, *Centre National de la Recherche Scientifique C.R.S.I.M.* Marseille. Onde Electrique, May 1956 (pages 428 to 434).

The propagation of sound within an enclosure sets a « boundary problem » which involves the observation of certain « wall » conditions. One plausible aspect of wall condition, similar to that met in thermokinetics, eventually leads to defining the materials in terms of specific « impedance ». This impedance may be likened to the coefficient of absorption measured for different angles of incidence in plane-wave conditions, and also, to the period of reverberation. Sabine's semi-empirical formula, currently applied in acoustical engineering, actually seems to be a « limit » case : it is possible to get close to that limit case, but only with conditions well remote from those prevailing in reverberation chambers. For that reason, the author prefers the incidence method described in the present article, whereas, to his mind, the use of Sabine's formula should be restricted to preliminary work on rooms of relatively high absorption coefficients.

WRH

RÉSUMÉS DES ARTICLES *(Suite)*

ISOLEMENT ACOUSTIQUE DE STRUCTURES LOURDES, par J. PUJOLLE, *Ingénieur en Chef des Télécommunications à la R.T.F.* Onde Electrique de mai 1956 (pages 435 à 440).

Les essais entrepris par la Division Acoustique du Service des Bâtiments de la R. T. F. ont permis de trouver la structure de bâtiment la plus économique et d'isolement suffisant pour séparer de grands studios voisins.

Les essais effectués dans un bâtiment spécialement construit à cet effet ont porté sur plusieurs combinaisons de 2 et 3 murs de briques et parpaings de ciment. Ils ont montré l'importance que prennent les transmissions indirectes quand on utilise des structures à fort pouvoir isolant. La structure retenue comprend 3 murs de parpaings de ciment de 20 cm séparés par 2 intervalles d'air de 15 cm amortis avec de la laine minérale.

NOUVELLE CARACTÉRISTIQUE ACOUSTIQUE DES SALLES ET RÉALISATION D'UN COMPTEUR ÉLECTRONIQUE POLYVALENT, par R. LAMORAL, *Ingénieur Docteur, Ingénieur des Télécommunications* et R. TREMBASKY, *Chef de Section Technique*, Onde Electrique de mai 1956 (pages 441 à 449).

On présente à la fois une notion nouvelle et l'appareil susceptible de servir à la mesure correspondante : Il semble que le temps de réverbération classique soit insuffisant pour caractériser une salle du point de vue acoustique ; l'idée de diffusion exprimée en indice en fonction de la fréquence est exposée ici. L'appareil présenté a été primitivement étudié en vue de la mesure de cet indice ; mais en cours de réalisation il a semblé possible de l'utiliser par ailleurs à d'autres mesures : temps de réverbération, sonomètre, isolements phoniques, irrégularités de décroissance, etc...

LA MESURE DES BRUITS : PROBLÈMES PHYSIQUES ET PROBLÈMES PHYSIOLOGIQUES, par P. BARON, *Ingénieur à la Direction des Etudes et Recherches de l'Electricité de France*. Onde Electrique de mai 1956 (pages 450 à 465).

Examen des caractéristiques physiques des bruits : détermination de la puissance acoustique des sources sonores et calcul de la pression acoustique en un point quelconque d'un milieu ; application à l'étude du bruit des machines.

Caractéristiques essentielles des appareils de mesure, d'analyse et d'enregistrement des bruits. Précautions à prendre.

Aspects physiologiques des bruits, détermination de leur degré de gêne; cette question est très complexe; aussi convient-il de ramener, chaque fois que c'est possible, le problème de la mesure des bruits à un problème de comparaison entre bruits de même espèce.

CONTRIBUTION A L'ÉTUDE DE LA NORMALISATION DES AUDIOMÈTRES, par R. LEHMANN, *Ingénieur au Centre National d'Etudes des Télécommunications*, Onde Electrique de mai 1956 (pages 466 à 477).

L'auteur rappelle les nombreux problèmes posés par la normalisation des audiomètres et tout particulièrement ceux concernant leur mise au zéro, c'est-à-dire la mesure du seuil approximatif de l'ouïe. M. Lehmann examine les différents problèmes rencontrés dans la voie aéro-tympanique et osseuse ; il fait ressortir les différentes causes d'erreurs rencontrées par les expérimentateurs. L'auteur y ajoute un grand nombre de renseignements en énumérant les difficultés qui se présentent lorsqu'il s'agit de rapporter les pressions acoustiques mesurées sur l'oreille humaine aux pressions correspondantes mesurées sur une oreille artificielle. Il donne les résultats obtenus dans cette voie particulière dans différents pays et met en relief les différences qui subsistent encore. Finalement, l'auteur résume l'état actuel de la normalisation des audiomètres en France.

LA NORMALISATION DES ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉVISION A LA RADIODIFFUSION TÉLÉVISION FRANÇAISE (Suite), par L. GOUSSOT, *Ingénieur en Chef des Télécommunication. Service des Etudes de la R.T.F.* Onde Electrique de mai 1956 (pages 479 à 486).

La Radiodiffusion Télévision Française procède depuis plusieurs années à une rénovation et à une normalisation poussée de ses équipements. Cet article présente les caractéristiques techniques principales des équipements vidéo-fréquence des studios de télévision.

La normalisation a porté sur la présentation mécanique des éléments en caissons fermés autonomes et sur la détermination des caractéristiques électriques externes. L'article rassemble les caractéristiques des signaux de télévision et les méthodes de mesure sur mires. Les organes sont groupés par fonctions et leurs caractéristiques précises sont rassemblées en annexe sous forme de fiches qui peuvent être détachées du texte et dont les dernières seront publiées dans le numéro de juin 1956 de l'Onde Electrique.

WRH

SUMMARIES OF THE PAPERS *(Continued)*

NEW ACOUSTIC CHARACTERISTIC OF ROOMS AND THE DEVELOPMENT OF A MULTI PURPOSE ELECTRONIC COUNTER, by R. LAMORAL, *Ingénieur Docteur. Ingénieur des Télécommunications*, and R. TREMBASKY, *Chef de Section Technique*. Onde Electrique, May 1956 (pages 441 to 449).

The article presents a new conception and apparatus suitable for measuring it. It appears that the classical reverberation time is insufficient to define the acoustic characteristics of a room and the idea of diffusion as an index, which is a function of frequency, is advanced. The apparatus described is primarily intended to measure this index, but in the course of its development it appeared to be useful for making other measurements, time of reverberation, sonometer, sound insulation, damping irregularities, etc.

ACOUSTIC INSULATION OF HEAVY STRUCTURES, by F. PUJOLLE, *Inténieur en Chef des Télécommunications à la R. T. F.* Onde Electrique, May 1956 (pages 435 to 440).

Tests undertaken by the Acoustics Division of the Building Department of R. T. F. have indicated the most economical building structures, which give the required insulation between large neighbouring studios.

The tests were carried out in a special building constructed for this purpose, and consisting of a number of combinations of 2 and 3 walls of bricks with cement ties. The importance of indirect transmission was demonstrated when high insulation structures are used. The chosen structure consisted of 3 walls 20 cm thick and separated by 2 air gaps of 15 cm bonded with cement ties, and clamped with mineral wool.

STUDY OF AUDIOMETER STANDARDIZATION, by R. LEHMANN, *Ingénieur au Centre National d'Etudes des Télécommunications*. Onde Electrique, May 1956 (pages 466 to 477).

The author reviews a number of problems set by audiometer standardization, with particular reference to those relating to audiometer zeroing, that is, to the measurement of the average threshold of hearing. M. Lehmann considers the various problems met in bone and air conduction and points out the many causes of error met by experimenters. The author adds to a wealth of information by describing the difficulties met in the task of relating acoustical pressures measured on human ears to corresponding pressures measured on artificial ears. He relates the results achieved in that particular line in various countries, and brings out the discrepancies which subsist still. Finally, the author sums up the position with regards audiometer standardization in France at the moment.

NOISE MEASUREMENTS : PHYSICAL AND PHYSIOLOGICAL PROBLEMS, by P. BARON, *Ingénieur à la Direction des Etudes et Recherches de l'Electricité de France*. Onde Electrique, May 1956 (pages 450 to 465).

The examination of the physical characteristics of noise : the determination of the acoustic power of sound sources and the calculation of acoustic pressure at any point in a medium : application to the study of machine noise.

Essential characteristics of apparatus for measuring, analysing and recording noise. Precautions to be taken.

Physiological aspects of noise, determination of their annoyance value ; this subject is very complex, and this measurement comes back to a comparison between noises of similar types.

STANDARDISATION OF TELEVISION EQUIPMENT AT RADIODIFFUSION-TÉLÉVISION FRANÇAISE (Continued) by L. GOUSSOT, *Ingénieur en chef des Télécommunications. Service des Etudes de la R.T.F.* Onde Electrique, May 1956 (pages 479 to 486).

Radiodiffusion Television Française has been working for some years on the redesign and standardisation of their equipment. This article describes the main technical features of video frequency television studio equipment.

Standardisation has led on the mechanical side to units in individual, closed boxes. and to the establishment of externai electrical characteristics. The characteristics of the television signal and pattern measuring methods are tabulated. Components are grouped according to fonctions and ptheir recise characteristios are tabulated in an appendix on coupons which can be detached from the text. The last coupons will be publisbad in *Onde Electrique*, June 1956.

ÉDITORIAL

PAR

J. MATRAS

Secrétaire général de la Société des Radioélectriciens

Le présent numéro de L'Onde Electrique *est consacré aux récents développements d'une technique « en marge »,* l'acoustique architecturale.

Après un sommeil de près de deux mille ans, entrecoupé, il est vrai, de quelques soubresauts vite apaisés, l'acoustique *a été tirée de sa longue léthargie par ce Prince charmant, redoutable touche-à-tout, qui a nom* électronique.

Emportée dans le tourbillon effréné de la Science moderne, elle a fait d'abord peau neuve, rajeunissant ses vieilles théories périmées, les accommodant au goût du jour — puis elle a renouvelé sa garde-robe. Electro-acoustique *et* acoustique architecturale *sont ses plus riches acquisitions.*

L'Onde Electrique *a déjà affecté d'assez nombreuses chroniques à* l'electro-acoustique *dont le titre même évoque une parenté étroite et qui ne s'est jamais démentie avec* l'électricité-courants faibles : *je rappellerai pour mémoire, les importants numéros spéciaux consacrés récemment à* l'enregistrement sonore *et à ses multiples et envahissantes applications.*

Aujourd'hui, nous ferons le point de l'acoustique architecturale : *ces deux mots évoquent une discipline plus artistique que scientifique. Apparence trompeuse : depuis* Sabine, *elle a passé du domaine de l'appréciation subjective à celui de la science ; son développement est devenu solidaire des progrès généraux de la physique et tout particulièrement de l'électronique.*

Sans doute les résultats obtenus ne conduisent-ils pas à une parfaite certitude. Mais déjà il est possible d'affirmer que lorsque les constructeurs veulent bien s'y soumettre — ce qui est heureusement un cas de plus en plus fréquent — on peut être assuré d'une suffisante réussite « phonique ».

Pour empêcher les bruits de perturber un local, pour améliorer sa qualité interne, il existe des règles dont l'utilisation permet, à coup sûr, d'éviter des catastrophes, si elles ne conduisent pas à la prévision absolument rigoureuse *de l'objet qui sera finalement atteint.*

Ces règles comportent donc une marge d'approximation, trop élevée pour apparaître aux acousticiens comme un jeu du hasard : chercher à les préciser, à les corriger au besoin, tel a été et tel est encore le but de beaucoup de chercheurs. Depuis la fin de la dernière guerre, quelques progrès spectaculaires ont été réalisés qui ont mis en évidence la nécessité de réviser certains principes de base.

Je n'en citerai que deux exemples :

*— la notion d'*isolement phonique *est extrêmement difficile à définir, contrairement à ce qu'on pouvait penser il y a encore peu d'années ; la même cloison, suivant ses conditions de fixation, suivant la forme des ondes sonores qu'elle reçoit, suivant ses dimensions, suivant la nature de son revêtement externe, peut présenter des coefficients d'isolation très différents ; d'où la difficulté de faire des essais utiles, c'est-à-dire faciles à généraliser ; obtenir un isolement « normalisé » est un problème qui n'est pas encore résolu ;*

— la notion de temps de réverbération *paraît actuellement de moins en moins suffisante pour définir la qualité d'une grande salle ; il s'y ajoute d'autres éléments qu'il est particulièrement délicat de préciser et plus encore de mesurer.*

L'apport du Service des Bâtiments de la R.T.F. paraît, dans ces recherches, loin d'être négligeable ; dirigée par l'Ingénieur en Chef Pujolle, *la Division « Acoustique » de ce Service a fait preuve d'une imagination qui permettra, pensons-nous, de réaliser les nouveaux centres de radiodiffusion — et notamment l'importante maison de la radio de Paris — avec une précision nettement supérieure à celle atteinte jusqu'ici, et par conséquent dans des conditions de stricte économie.*

Les lecteurs trouveront exposés les résultats des travaux de ses collaborateurs, le docteur Lamoral, MM. Boisard, Armagnac *et* Trembasky. *Bien qu'incomplets, ils valent déjà la peine d'être connus.*

Nous avons pu obtenir pour la mise en oeuvre de ce numéro spécial des collaborations particulièrement éminentes qui mettent en évidence l'intérêt qu'attachent à la fois savants et techniciens aux recherches qui se poursuivent en ce domaine.

Monsieur Canac, *Directeur du Centre National de la Recherche Scientifique de Marseille et Monsieur* Vogel, *Maître de Recherches, exposent leurs récents travaux portant sur la visualisation des ondes sonores et sur certains procédés originaux pour mesurer les coefficients d'absorption des matériaux.*

Monsieur Baron, *de l'E.D.F. nous fait bénéficier du résultat des longues expériences qu'il a réalisées sur la propagation des ondes sonores en atmosphère libre.*

Monsieur Lehmann, *enfin, nous montre comment se présentent la question de la détermination des seuils d'audition et les problèmes posés par la normalisation des audiomètres.*

Que ces éminentes personnalités trouvent ici l'expression de notre gratitude pour avoir bien voulu faire profiter les lecteurs de L'Onde Electrique *de leurs intéressants travaux.*

ACOUSTIQUE ARCHITECTURALE

(Synthèse)

PAR

J. MATRAS

Ingénieur général de la R.T.F.

0. — INTRODUCTION

01. Le présent article qui fait le point à ce jour (1956) de l'*Acoustique architecturale* est destiné aux lecteurs *non* spécialisés.

02. — *L'Acoustique architecturale* a pour objet essentiel de rendre aussi conforme que possible au désir des occupants, les conditions d'écoute à l'intérieur des salles — et plus généralement d'un local quelconque.

Pour ce faire, elle est conduite à distinguer deux catégories de sons : les *sons utiles*, ou *désirés*, et les *sons nuisibles*, ou *bruits*.

Alliée des uns, elle met tout en œuvre pour que l'oreille puisse les percevoir, tant en niveau qu'en qualité, avec l'agrément maximum.

Ennemie des autres, elle s'efforce de les étouffer dans l'œuf et, si elle n'y parvient pas, de les traquer avec une vigueur telle que, même s'ils s'infiltrent jusqu'aux oreilles des auditeurs, la gêne qu'ils lui causent soit mineure.

03. — Il n'est pas possible de caractériser chacun de ces deux groupes de sons, par ses *propriétés physiques*, par les qualités de l'onde acoustique qui en est le véhicule.

Certes, des études *statistiques* mettent facilement en évidence le fait que les *sons désirés* sont le plus souvent des *sons musicaux* ou de la *voix humaine*, mais il arrive que la perception de certains bruitages n'ayant aucun caractère musical ou vocal soit souhaitée. Inversement, suivant le lieu d'écoute ou les dispositions physiologiques ou psychologiques des auditeurs, il arrive fréquemment que des éléments musicaux ou vocaux constituent des sons indésirables. Il est d'ailleurs bien connu que la meilleure méthode pour *brouiller* une production est de la perturber par une production de *même nature*.

En conséquence, en première approximation, l'*Acoustique architecturale* ne s'occupe pas de la nature des sons étudiés, auxquels elle donne le nom de *bruits* quand ils sont considérés comme éléments perturbateurs, quelles que soient leurs propriétés physiques.

04. — L'Acoustique architecturale comprend deux parties presque indépendantes l'une de l'autre, que nous traiterons séparément :

– La Protection contre les perturbations phoniques ;

– La Répartition des sons à l'intérieur des salles.

I. — PROTECTION CONTRE LE SON

1.1. — Les bruits.

1.1.1. Classification.

On a coutume de distinguer trois catégories de bruits : les bruits réguliers, irréguliers et musicaux.

Les bruits *réguliers* ou bruits d'*ambiance* résultent de la superposition incohérente d'un grand nombre de *bruits élémentaires* de nature et d'origine diverses de sorte que, pour des raisons statistiques, les bruits *réguliers* possèdent les 3 propriétés suivantes :

- leur *intensité moyenne* varie peu ou tout au moins *lentement*, autant dans l'espace que dans le temps ;

- ils n'ont pas en général de fréquences prédominantes — ou si l'on veut, ils en ont beaucoup ;

- ils sont à peu près impossible à attaquer « à leur source », en raison du nombre élevé de celles-ci.

Les bruits *irréguliers* se caractérisent par une *forte intensité* et une *durée brève* — sinon ils constitueraient le bruit ambiant ou une de ses fractions (tels sont les coups de sifflet, klaxons, sirènes, etc...) :

- ils ont en général un *nombre limité* de fréquences dominantes ;

— ils peuvent être facilement attaqués à *leur source* — techniquement tout au moins.

Les *bruits musicaux*, ressemblent aux bruits réguliers, mais ils s'en distinguent par les caractéristiques suivantes :

— ils ont un *très petit nombre* de fréquences *dominantes* ;

— ils peuvent être attaqués à *leur source*.

Leur importance vient du fait que, par suite du développement de la technique, on les rencontre de plus en plus fréquemment dans les immeubles ou les locaux modernes.

La protection contre les bruits doit s'accompagner pour être complète d'une protection contre les *trépidations*.

On appelle *trépidations*, les vibrations de la structure solide dans laquelle est construite le local à protéger.

Les trépidations sont dues :

soit à un *choc violent (impact)* contre une paroi solide ;

soit aux *ébranlements* plus ou moins périodiques provoqués par le roulement d'un véhicule lourd ou le mouvement d'une machine.

Une partie de l'énergie transmise est *rayonnée* dans l'air par la structure et devient cause d'un bruit ;

une autre partie atteint directement le corps humain (ou le microphone) en suivant un trajet *non aérien* : c'est la trépidation proprement dite, dont l'effet physiologique peut être aussi important que celui du bruit.

1.1.2. Niveau de bruit.

0. On sait qu'un son quelconque se caractérise physiologiquement par 3 propriétés :

son *intensité* (on dit qu'il est plus ou moins fort) ou *niveau* ;

sa *hauteur* (on dit qu'il est plus ou moins grave ou plus ou moins aigu) ;

— son *timbre*, propriété beaucoup plus vague que les précédentes, et d'origine sans doute beaucoup plus complexe, qui grossièrement, traduit l'impression subjective plus ou moins *agréable* que produit le son.

On a pu constater facilement que les sons ayant pour substrat physique une onde *sinusoïdale* ont tous sensiblement le même timbre : cette remarque a conduit les *physiciens* à prendre ces sons sinusoïdaux appelés *tons purs* comme éléments de référence.

Un ton pur étant donné, on constate également très facilement que *l'effet d'intensité* est lié — de façon presque exclusive — à l'*amplitude* et *l'effet de hauteur* à *la fréquence* de la sinusoïde de base. D'où l'idée de chercher une *relation* entre ces éléments physiques et physiologiques pour définir des unités d'*intensité* et de *hauteur*.

1. Il est d'usage de représenter un ton pur *graphiquement* par un point dont les coordonnées sont, exprimées en hertz et en watts, la fréquence et l'amplitude (énergétique) de la sinusoïde de base (fig. 1).

L'ensemble des tons purs *perceptibles*, est représenté par une *zone compacte* du plan des coordonnées appelée *champ d'audition ou champ d'audibilité*.

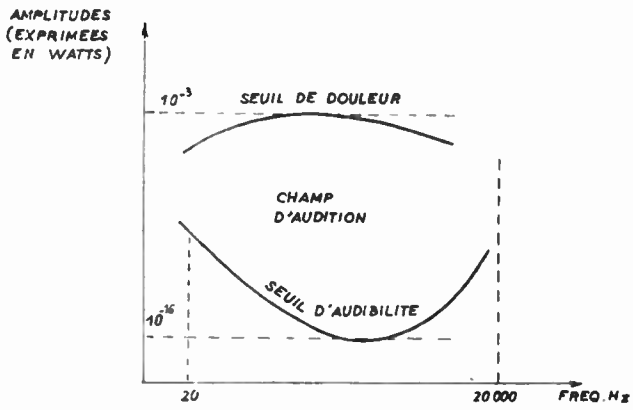


Fig. 1

Ce champ est borné par les deux seuils dits d'*audibilité* et de *douleur*, d'ailleurs assez mal déterminés, notamment pour les fréquences les plus graves et pour les fréquences les plus aiguës.

2. Le champ d'audition n'est pas *homogène* : on s'en rend compte, en mesurant en chaque point ce qu'on appelle les *seuils différentiels*.

Soit M le point représentatif du ton pur (P, N) (fig. 2).

On appelle *seuil différentiel d'intensité*, *l'accroissement minimum relatif* de la puissance (à fréquence

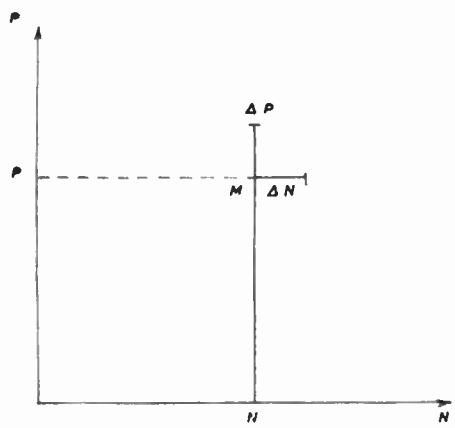


Fig. 2

constante), à partir de laquelle l'oreille aura l'*impression* d'un changement d'intensité.

Soit $\dfrac{\Delta P}{P}$.

On définit de même un *seuil différentiel de hauteur* $\dfrac{\Delta N}{N}$.

Ces 2 seuils sont des fonctions de P et de N.

Il est *fondamental* de constater que dans une vaste zone intérieure au champ d'audition (dite *zone centrale d'audition*), (fig. 3).

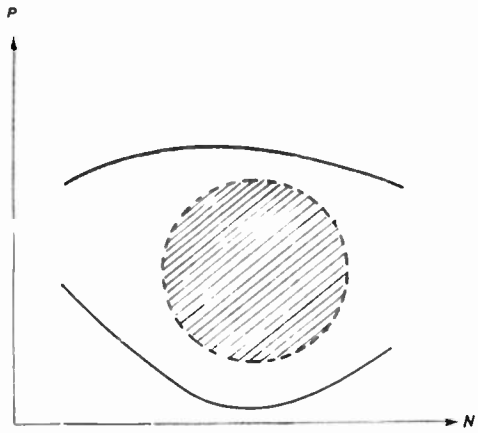


Fig. 3

$\frac{\Delta P}{P}$ d'une part ;

$\frac{\Delta N}{N}$ d'autre part,

sont sensiblement *constants*

$$\left(\frac{\Delta P}{P} \simeq 10\ \% \qquad \frac{\Delta N}{N} \simeq 0{,}3\ \%\right).$$

Mais il n'en est plus de même hors de cette zone centrale à partir des limites de laquelle les deux seuils augmentent régulièrement — exprimant ainsi une *moindre sensibilité* de l'oreille sur les bords du champ d'audition.

3. La constance de $\frac{\Delta P}{P}$ et de $\frac{\Delta N}{N}$ dans la zone centrale ne traduit rien autre chose que la loi de Weber-Fechner : la *sensation est proportionnelle au logarithme de l'excitation.*

Une simple intégration nous donne, en effet, les relations physique-physiologique :

$$I - I_0 = \log \frac{P}{P_0} \quad \text{et} \quad H - H_0 = \log \frac{N}{N_0}$$

Ces relations sont de *simples échelles* qui n'expriment que des variations *relatives* tant d'intensité I que de hauteur H.

Pour définir parfaitement ces qualités, il faut déterminer :

— la valeur du zéro : on prend $I = 0$ quand $P = 10^{-16}$ watts (qui est sensiblement le seuil d'audibilité à la fréquence 1 000 hertz)

on prend $H = 0$ quand $N = 440$ hertz (la_3)

— la base du logarithme : on prend dans les 2 cas (pour des raisons pratiques) la base 10, ce qui donne les unités suivantes :

$$\begin{cases} I \text{ décibels} = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{10^{-16}}\right) \text{ watts} \\ H \text{ savarts} = 1\,000 \log_{10} \left(\frac{N}{440}\right) \text{ hertz} \end{cases}$$

Remarque : Lorsque l'onde est *plane* ce qui est toujours sensiblement vrai au voisinage du tympan : $P = K p^2$ (p amplitude de pression de l'onde sonore).

La formule précédente prend la forme nouvelle :

$$I \text{ décibels} = 20 \log_{10} \left(\frac{p}{2 \times 10^{-4}}\right) \text{ barye.}$$

2×10^{-4} barye étant sensiblement la pression de l'onde acoustique au seuil d'audibilité, à la fréquence 1 000 hertz.

1. Le *décibel* est une unité dite *d'intensité physique*, car elle est liée trop mathématiquement à la *puissance*, qualité physique de l'onde sonore, pour traduire parfaitement les effets strictement physiologiques d'intensité.

En fait, on peut penser qu'elle donne des résultats sensiblement exacts dans la zone centrale d'audition et qu'elle s'en écarte de plus en plus à mesure qu'on approche des limites du champ d'audition.

Fletcher et Munson ont eu l'idée de chercher par approximations successives, les courbes d'*égale sensation d'intensité* (sous-entendu « quelle que soit la fréquence »).

Ces courbes, particulièrement célèbres (elles constituent l'élément de travail de base de tous les Acousticiens) ont été *numérotées* en supposant qu'à la

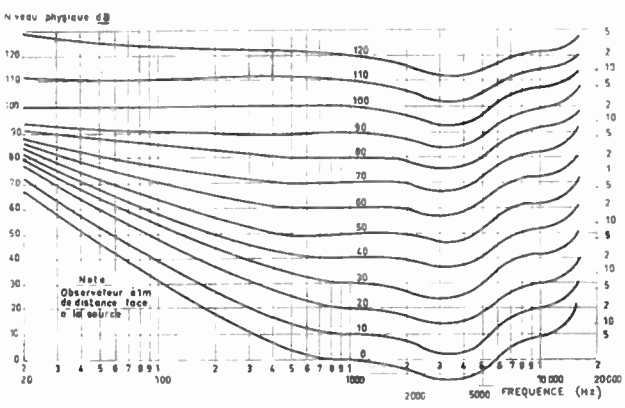


Fig. 4

fréquence 1 000 hertz, l'intensité de sensation s'exprimait par le même nombre que l'intensité physique, exprimée en décibels (fig. 4).

L'unité de *sensation d'intensité* ainsi définie a reçu le nom de *phone*.

On dit qu'un ton pur a une intensité physiologique de *n* phones quand il produit à l'oreille la même sensation d'intensité qu'un ton pur de fréquence 1 000 hertz et d'intensité physique *n* décibels.

Les courbes de FLETCHER mettent en évidence les propriétés suivantes de l'oreille :

— sauf aux intensités très élevées (où, sensiblement droites, elles expriment que l'oreille est pareillement sensible à toutes les fréquences), *l'oreille est moins sensible* aux fréquences graves qu'aux fréquences aiguës ;

— pour un même affaiblissement des niveaux physiques, les niveaux physiologiques seront *plus affaiblis* dans le grave que dans l'aigu.

Nous n'insisterons pas sur les *incidences considérables* de cette loi expérimentale, notamment dans le domaine de la *prise de son*.

5. Les courbes de FLETCHER sont établies en supposant qu'à la fréquence 1 000 hertz :

niveau physiologique = niveau physique.

C'est évidemment faux, surtout au voisinage des *seuils*.

L'Ecole américaine (FLETCHER) a été conduite à définir une nouvelle unité, le *sone*, traduisant, même pour la fréquence 1 000, la moindre sensibilité de l'oreille aux niveaux extrêmes.

La courbe ci-contre (fig. 5) sur l'exactitude de laquelle il ne faut pas se faire trop d'illusions — donne la relation entre les unités physiologiques exprimées en phones et ce que nous appellerons les unités *subjectives* exprimées en *millisones*.

Par convention à 1 000 hertz, le niveau physiologique 10 phones correspond au niveau subjectif 1 000 millisones.

Dans l'état actuel de la technique, il semble que le *millisone* soit l'unité qui traduise le plus fidèlement les propriétés « d'intensité » de l'oreille.

6. Comment passer des intensités des tons purs aux intensités des sons complexes (bruits par exemple) ?

On utilise les *mêmes unités*.

Un bruit est dit avoir une intensité physiologique (ou subjective) de *n* phones (ou *m* millisones), s'il produit la même sensation d'intensité qu'un ton pur de 1 000 hertz et de niveau *n* phones (ou *m* millisones).

La définition ne *donne* malheureusement *pas* les moyens d'effectuer la comparaison : or celle-ci n'est vraiment *possible* que si la tonalité moyenne du bruit ne s'écarte pas trop de la fréquence de référence.

Aussi les *méthodes* de *mesure* de *bruits* sont-elles très diverses et donnent-elles des résultats parfois assez différents.

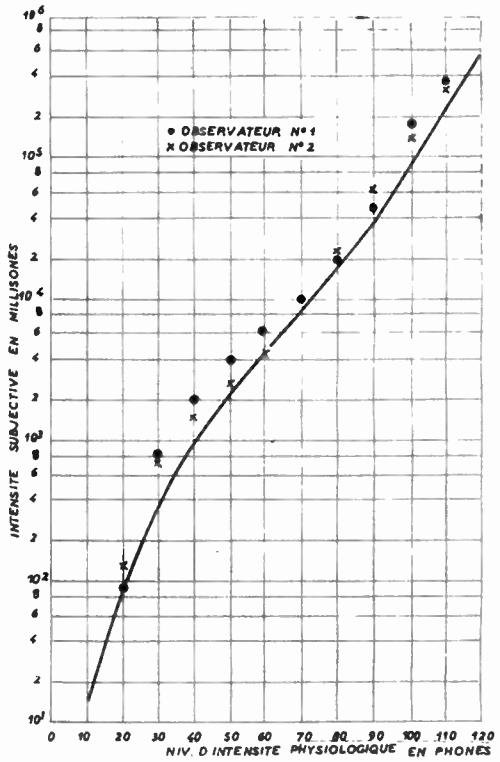


FIG. 5

7. On en connaît deux grands groupes :

— les méthodes *objectives* ;

— les méthodes *subjectives*.

A) Les méthodes *objectives* transforment, par l'intermédiaire d'un microphone, le bruit en tension électrique modulée.

Un voltmètre étalonné gradué en *décibels* permet de lire directement l'intensité cherchée.

L'ensemble s'appelle *barymètre*.

Inconvénients :

a) — Le système ne tient pas compte des variations de sensibilité de l'oreille avec la fréquence. On corrige ce défaut en intercalant un filtre dit *psophométrique :* l'appareil est alors gradué en *phones* et prend le nom de *sonomètre*.

b) — La variation de sensibilité de l'oreille avec la fréquence change avec le niveau du bruit : aussi doit-on utiliser plusieurs filtres psophométriques — en pratique 3 ou 4 — et en changer quand le niveau à mesurer change d'ordre de grandeur.

B) Les méthodes *subjectives* se divisent en deux:

1° Méthode de *comparaison* (dite de BARKHAUSEN). Un vibrateur étalonné de fréquence 1 000 hertz donne à travers une ligne d'affaiblissement graduée et variable un niveau sonore connu dans un écouteur.

On le *compare* au bruit à mesurer, en écoutant l'un ou l'autre, *alternativement* : cette méthode est la plus proche de la définition.

Inconvénients :

a) — Comparaison très difficile quand la tonalité générale du bruit s'écarte beaucoup de 1 000 hertz. On emploie alors plusieurs opérateurs *entraînés* et l'on fait des *moyennes*.

b) — Ce procédé ne s'applique pas aux bruits brefs.

2° Méthode du *masque*. Elle est basée sur la propriété suivante des oreilles : quand 2 sons de niveaux différents parviennent séparément à chaque oreille, l'auditeur ne perçoit que le *plus* intense, qui masque l'autre.

La méthode consiste à écouter *simultanément* le son étalon et le bruit et à faire varier le niveau de la fréquence de référence pour « encadrer » le bruit.

Inconvénients :

b) — Bien que plus précise que la méthode de comparaison, se prête mal à la mesure des niveaux des bruits dont la tonalité générale s'écarte de 1 000 hertz.

a) — Ne s'applique pas aux bruits brefs.

8. La mesure des *trépidations* s'effectue à l'aide d'un pendule dit d'*inertie* de masse *m* fixé à un boîtier par l'intermédiaire d'un ressort de raideur *c* et d'un système à frottement *b* (fig. 6).

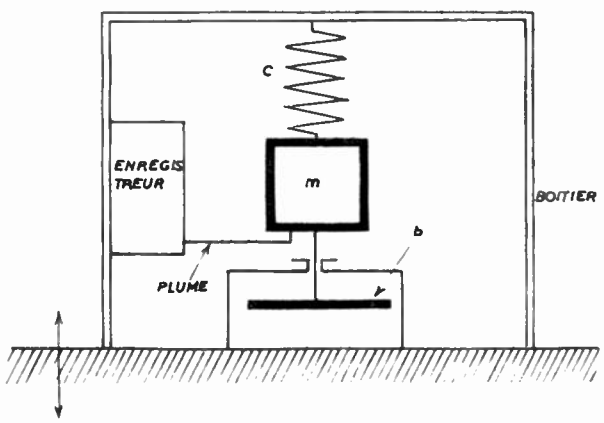


FIG. 6

Le pendule trace son mouvement sur un enregistreur solidaire du boîtier.

On se sert de l'appareil en posant le boîtier sur le sol en mouvement et on mesure l'amplitude des vibrations enregistrées.

On démontre facilement :

a) que si le pendule est *lourd* et la raideur du ressort *faible*, l'amplitude des vibrations enregistrées est proportionnelle à celle des vibrations du sol : on a un *sismographe* (inutilisable en raison de son poids — plusieurs tonnes — en Acoustique) ;

b) que si le pendule est *léger* et le ressort *raide*, l'amplitude enregistrée est proportionnelle à celle de l'*accélération* de la trépidation *(accélérographe)*.

Comme les vibrations sont trop faibles pour être facilement lisibles, on fait comprimer par le pendule des quartz qui donnent un courant électrique permettant de mesurer facilement l'*amplitude* de la *trépidation*.

1.1.3. — ANALYSE DES BRUITS.

0. La connaissance du niveau d'un bruit n'est pas suffisante pour déterminer *pratiquement* les mesures à prendre pour l'isoler.

Il faut l'*analyser*, c'est-à-dire déterminer les fréquences *dominantes*.

1. Le principe général consiste à transformer le bruit dans *tous* les cas en *tension* électrique par l'intermédiaire d'un microphone étalonné et à analyser cette tension :

a) Si le *bruit* est *soutenu*, on branche le microphone à un voltmètre par l'intermédiaire d'un *circuit self-capacité* variable et on détermine les positions des selfs et des capacités donnant les déviations maxima du voltmètre.

On peut aussi *moduler* la tension-bruit au moyen d'une tension émise par un *générateur étalonné* à fréquence variable et alimenter ainsi un voltmètre à travers un circuit résonnant *fixe* : on lit les fréquences du générateur qui donnent les déviations maxima du voltmètre.

b) Si le *bruit* est *bref*, on peut l'*enregistrer* sur film et lui appliquer une des méthodes précédentes.

c) Dans tous les cas, il est recommandé, si l'on possède cet appareil remarquable, d'utiliser un *spectromètre* de SIEMENS.

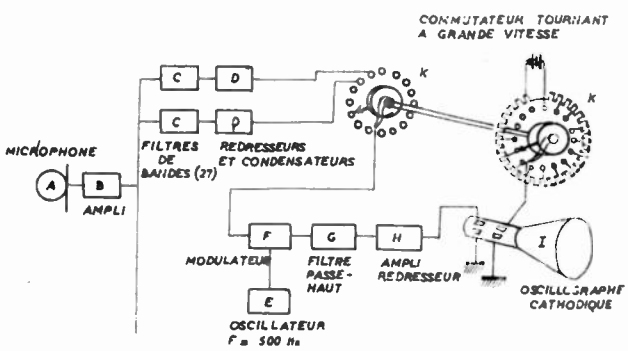


FIG. 7

L'appareil comporte 27 filtres électriques reliés en permanence au microphone ; ces filtres ont chacun une bande passante de 1/3 d'octave et l'ensemble couvre pratiquement la gamme des sons audibles.

Les tensions correspondantes redressées sont explorées par un commutateur à 27 plots tournant à grande vitesse (30 t/mn) et envoyées ainsi chacune à leur tour sur deux des plaques d'un oscillographe cathodique.

L'autre paire de plaques est reliée à une source de tension qui varie par bonds au moyen du même commutateur.

L'appareil permet de lire directement sur l'écran le *spectre* de fréquences instantané du bruit — de le photographier ou de le cinématographier.

2. La connaissance des niveaux du bruit par bandes étroites de fréquences permet de tracer une courbe « Niveau - Fréquence » qui définit le son mesuré avec une précision d'autant plus grande que les bandes de fréquence séparées sont plus fines (fig. 8).

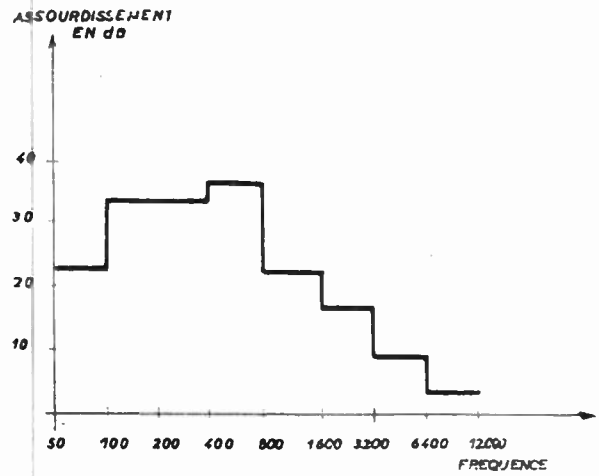


Fig. 8

Le spectromètre de Siemens donne directement cette courbe, dite d'assourdissement.

1.1.4. Effet physiologique.

0. L'effet physiologique provoqué par un bruit dépend d'une *multitude* d'éléments dont certains ont un caractère assez subjectif.

Les études effectuées dans ce domaine paraissent *très insuffisantes*.

1. Une série d'essais très anciens de Wegel et Lane constitue notre acquis le plus solide en la matière. Ces essais ne concernent que l'action des tons purs sur les tons purs : on voit par là comme ils sont incomplets.

Ils visent à rechercher ce qu'on appelle le *niveau de masque* d'un bruit, niveau dont il faut augmenter le niveau du *son masqué* pour qu'il ait la même intensité physiologique qu'en l'absence du bruit (de masque), dont la fréquence et les niveaux (20-40-60-80-100) sont inscrits sur chaque graphique.

On tire du réseau de courbes obtenu (fig. 9) les lois suivantes :

a) L'effet de masque est *maximum* pour les fréquences voisines de celles du son masquant ;

b) L'effet de masque est *négligeable* tant que le niveau du masque est faible ;

c) L'effet de masque *croît* beaucoup *plus vite* que le niveau du son masquant.

d) L'effet de masque est surtout sensible sur les *fréquences plus aiguës* que celles du son masquant ;

e) L'effet de masque des fréquences graves sur les aiguës est beaucoup plus fort que l'effet inverse.

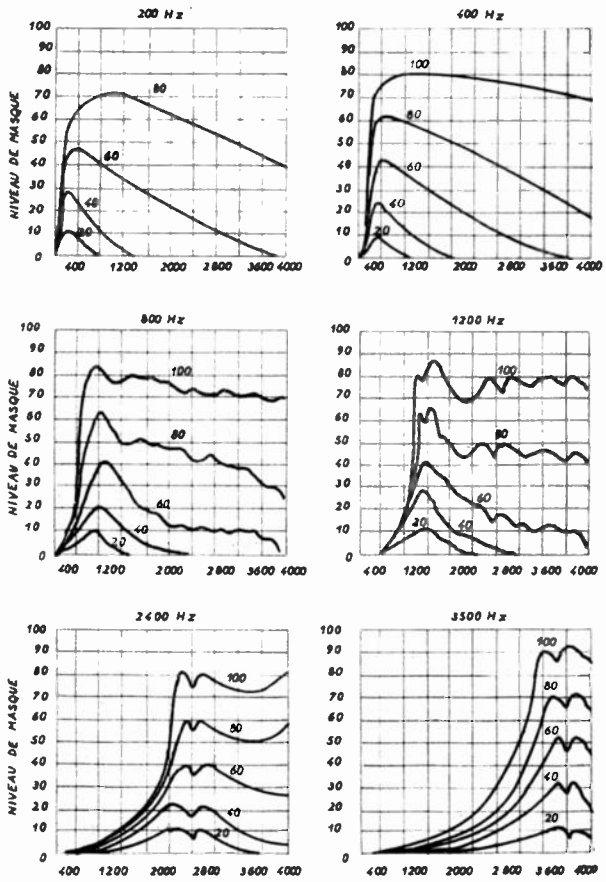


Fig. 9

On en déduit que :

- *les fréquences graves sont les plus gênantes* ;
- *les fréquences aiguës sont les plus gênées* ;

par suite des coïncidences de fréquences, ce sont les bruits de même nature qui se gênent le plus, mutuellement.

2. L'effet de gêne causé par les bruits peut dépendre beaucoup de notre faculté de concentration auditive sur le son utile, ce qu'on appelle « l'écoute intelligente ».

Il n'existe pas assez de données sur cette question pour que nous puissions valablement la développer.

1.2. — L'Isolement phonique.

1.2.1. - Définition.

0. On distingue deux définitions *entièrement différentes* de l'isolement phonique.

1. La première concerne une *paroi supposée infiniment étendue.*

On appelle *coefficient de transmission* (transmittivity) τ le rapport de la puissance sonore transmise à la puissance incidente :

$$\tau = \frac{I_2}{I_1}$$

I_1 et I_2 étant les puissances de part et d'autre de la paroi.

On appelle *affaiblissement de transmission* (transmission loss) T_L la différence des niveaux sonores de part et d'autre de la paroi :

$$T_L = (L_2 - L_1) \text{ phones}$$

On a évidemment :

$$T_L = 10 \log_{10} \frac{1}{\tau}.$$

2. La seconde concerne la transmission d'un local à un autre.

On appelle *facteur de réduction de bruit* le rapport logarithmique exprimé en décibels des densités d'énergie dans les deux salles, dont l'une est supposée productrice du bruit.

$$R_F = 10 \log_{10} \frac{E_1}{E_2}$$

3. Il n'y a *aucun rapport simple* entre T_L (ou τ) et R_F.

Pourtant la connaissance de ces deux coefficients présente le même degré d'importance pour l'Acousticien.

R_F (qui est ce qu'on appelle dans la pratique courante l'*isolement acoustique*), c'est le nombre que l'on se donne *a priori* — le chiffre que l'on désire réaliser. Mais pour l'obtenir, il faut se servir, *entre autres éléments*, des T_L : c'est en effet en jouant sur les *isolations propres* des cloisons, en choisissant celles qui ont le coefficient de transmission convenable, qu'on peut obtenir l'*isolement global* cherché.

Mais il y a plus, si le R_F mesuré est inférieur au R_F souhaité, comment l'améliorer, sinon en augmentant la qualité acoustique, c'est-à-dire le T_L des cloisons ?

D'où l'intérêt de posséder — *pour chaque type de mur* ou de cloison — un tableau général des T_L permettant à l'acousticien de choisir, compte tenu des éléments techniques et financiers du problème qui lui est posé.

4. Tout ceci serait parfait, s'il était effectivement possible de définir, pour un type de cloison donné un *coefficient de transmission* ayant *un sens.*

Or, l'étude de la transmission du son à travers les parois, d'ailleurs très ardue (nous en donnerons quelques idées au § 1.3.2), met en évidence le fait que les conditions de vibration d'une cloison sont telles que le *coefficient* de *transmission* varie — et dans des proportions importantes — avec :

a) les *dimensions* et la *forme* de la paroi ;

b) la façon dont est *fixée* cette paroi ;

c) la direction la plus probable de l'*onde sonore incidente.*

Il n'y a donc pas *un* mais *des* coefficients de transmission *par nature même.* Pour un même type de paroi, ces coefficients peuvent différer de *plusieurs décibels* (jusqu'à 5 ou 6) — et, circonstance aggravante, cette différence *change* d'importante façon avec la fréquence - - elle peut même changer de signe.

Tout ce qu'on peut faire en *pratique*, c'est, après avoir étudié quelques *modes réels* couramment employés de *fixation* de *parois*, définir des *normes* de *mesure* qui doivent permettre, toutes choses égales d'ailleurs, de *comparer* des *qualités* de *parois* de *même surface* et de *même fixation.*

Encore ne sera-t-on jamais sûr, en extrapolant à de plus grandes dimensions, de trouver les mêmes variations avec la fréquence (on sera même à peu près sûr du contraire).

5. Les difficultés relatives à la mesure de R_F sont différentes de nature, mais presque aussi importantes. Elles tiennent à deux causes :

— d'une part, il existe en permanence dans chacun des deux locaux entre lesquels on veut mesurer le facteur de réduction de bruit, des sons « parasites », des bruits de fond d'origines diverses et qui n'ont entre eux — s'ils en ont — que de très vagues rapports : étant donné le mécanisme compliqué d'addition des bruits et le caractère aléatoire de ces parasites, il est très difficile d'en tenir compte dans la mesure, et pourtant à peu près impossible de les négliger, principalement dans le local où le niveau global est le plus faible (local de réception) ;

le moyen le plus efficace consiste à utiliser, pour la mesure, des *niveaux de bruits* extraordinairement élevés, une véritable *canonade acoustique*, dépassant par exemple le seuil de douleur ; le Service des Bâtiments de la Radiodiffusion-Télévision française s'est penché tout particulièrement sur ce problème difficile qu'il paraît avoir en partie résolu ;

— d'autre part, R_F dépend non seulement de *tout ce qu'il y a* entre les locaux à mesurer, mais également *et dans une importante proportion* des caractéristiques *internes* du local de réception. Si celui-ci est très étouffé, la transmission est moins forte que s'il est résonnant.

En changeant la qualité interne d'un local, on *modifie son isolement.*

Propriété bien connue : elle permet d'améliorer cet isolement en revêtant les parois de produits absorbants le son — sans toucher aux structures de la construction.

6. Dans le cas *très particulier* où l'on a 2 locaux séparés par une paroi de telle sorte que tous les sons passant de l'un à l'autre *par un autre moyen de transmission* que la paroi sont *négligeables*, on peut calculer une relation entre le R_F et le T_L de la paroi.

On trouve : $R_F = T_L + 10 \log_{10} \frac{S}{A}$ en décibels

S étant la surface de la paroi ;

A étant l'absorption totale du local de réception (que nous définirons ultérieurement § 2.2.1.4).

1.2.2. — MESURE DES ISOLEMENTS.

0. Nous n'insisterons pas sur les méthodes de mesure employées qui, en ce qui concerne l'*affaiblissement de transmission*, sont actuellement dépassées et font l'objet de nouvelles études.

1. La mesure de R_F se fait à l'aide de sonomètres ; elle n'a de réelle valeur que si le bruit de fond dans le local de réception reste toujours inférieur de 6 à 8 décibels au bruit mesuré pendant l'expérience : cette considération est *en pratique* très difficile à obtenir, sauf en utilisant les *bruits-canons* signalés ci-dessus (§ 121.5).

Elle suppose également que la densité sonore est sensiblement la même en chaque point de chaque local, ce qui n'est pas réalisé pour les grandes salles.

2. On peut aussi mesurer R_F en déterminant le temps nécessaire, tant dans le local d'émission que dans le local de réception, pour que, la source étant bloquée brusquement, le niveau décroisse d'une quantité donnée de décibels (ou de phones).

C'est facile dans le local d'émission où le niveau, à l'arrêt de la source, est fort. Cela me paraît infiniment plus compliqué — voire même impossible — dans le cas du local de réception où, par nature même, le bruit transmis est faible. Malgré les références de KNUDSEN et de SABINE, je reste très sceptique sur les résultats obtenus par pareille méthode.

3. T_L peut se déduire de R_F par la formule donnée ci-dessus (§ 121.6) lorsqu'on est *certain* que la transmission du son entre les 2 locaux se fait *uniquement* par la paroi à mesurer.

4. On a utilisé aussi une méthode à peu près *directe*, dite du *faisceau sonore* :

On sépare deux chambres très absorbantes par la paroi à mesurer et l'on enregistre la pression sonore provoquée par un faisceau sonore aussi directif que possible dans la chambre de réception :

d'abord sans la paroi : p_1

puis avec la paroi : p_2

D'où, aux erreurs près : $\tau = \left(\frac{p_2}{p_1}\right)^2$

Malheureusement les erreurs sont importantes, car :

— la pression exacte ne peut se mesurer qu'avec un appareillage compliqué ;

— la source n'est certainement pas directive aux basses fréquences ;

— il y a certainement des ondes réfléchies.

5. La moderne méthode de RAES est bien plus ingénieuse.

Contre la paroi à mesurer, on place un haut-parleur. Juste en face de l'autre côté, on place un microphone (fig. 10).

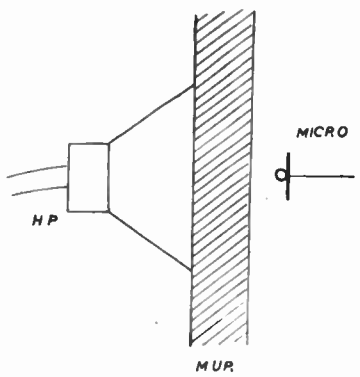


FIG. 10

Dans le haut-parleur on envoie une *forte impulsion*. Le micro — branché sur un appareil enregistreur — reçoit alors toute une série d'impulsions plus ou moins déformées provenant des divers trajets suivis par l'onde sonore initiale (sans ou avec réflexion).

La première de ces impulsions correspond au trajet sonore le plus court : c'est évidemment celle qui a traversé la paroi *directement*.

On évalue le rapport des amplitudes entre l'impulsion initiale et la première reçue — éliminant ainsi toutes les causes d'erreurs possibles.

Malheureusement, le coefficient obtenu mesure *quoi* ?

L'isolement *intrinsèque* de la paroi ? Alors, le coefficient de double réfraction ? cela ne nous donne rien.

L'isolement du *panneau fini* qui sert à la mesure ? Encore faudrait-il savoir si ce mécanisme de mise en mouvement (une forte impulsion localisée) peut se comparer au mécanisme de transmission provoqué par une onde continue qui frappe un panneau de façon « incohérente ».

Autrement dit : on ne mesure que la *période transitoire*. Est-ce l'élément essentiel dans la vibration d'un panneau ?

6. Le Service des Bâtiments de la R.T.F. a réalisé dans un but pratique, toute une série de mesures basés sur la méthode décrite aux paragraphes 1 221 et 1 223.

Il estime que, de la méthode de RAES, on peut tirer beaucoup, et se propose de faire toute une série de mesures systématiques.

Son premier souci sera de vérifier, pour un panneau homogène donné, si la méthode de RAES donne un résultat constant, quand le point d'application de l'énergie sonore change.

1.2.3. — DÉTERMINATION DES ISOLEMENTS A RÉALISER.

0. Fixer la valeur de l'isolement d'un local c'est un des problèmes pratiques les plus importants à résoudre pour l'Acousticien : le prix d'une construction augmentant *très* rapidement avec le coefficient d'isolement à obtenir, il faut *viser* avec une grande précision.

Un tir trop court ne fait pas cesser les perturbations (le problème n'est pas résolu).

Un tir trop long entraîne des dépenses parfaitement inutiles.

1. L'idéal serait de réaliser pour une salle quelconque un isolement tel qu'il réduirait à un niveau inférieur ou égal au seuil d'audibilité le bruit maximum susceptible d'être produit.

Cette solution est à rejeter *pour des raisons de prix*.

A cet *isolement idéal*, on substitue un isolement *relatif* moins important, mais suffisant.

Pour le déterminer, il faut connaître :

— le *bruit maximum* tolérable dans une salle ;

— la *nature et l'origine des bruits extérieurs*.

2. On dit qu'un bruit de 30 phones est tolérable dans une salle, si la présence d'un bruit inférieur ou égal à 30 phones ne provoque ni *observations ni réclamations* de la part des personnes présentes.

Définition subjective et probabiliste, qui exclut toute précision dans le chiffre finalement retenu.

Suivant la destination du local, le bruit tolérable peut varier dans d'importantes proportions.

On admet assez généralement aujourd'hui des chiffres variant de 10 (laboratoires d'Acoustique) à 45 (Bureaux publics) en passant par 25 (Studios de Radio), 30 (Théâtre), 35 (Habitations) phones.

3. Il est bon de connaître l'ordre des grandeurs des niveaux des bruits usuels.

Les *ambiances courantes* sont comprises entre 15 et 70 phones.

De 70 à 85, impression supportable mais bruyante,

De 85 à 110, écoute pénible.

Au-dessus de 110, très rapidement intolérable.

De 45 à 25, calme,

De 25 à 15, très calme,

Au-dessous de 15, inhabituel.

4. On ne semble pas avoir étudié jusqu'à maintenant l'influence de la *nature* du bruit sur sa *tolérance*, dans un local donné.

Cette influence existe cependant : nous avons remarqué, en particulier à la R.T.F., qu'une modulation musicale arrivant dans un studio de Musique était particulièrement désastreuse ; d'où l'obligation d'augmenter l'isolement d'un studio quand on veut le protéger d'un studio *de même utilisation*.

Des études systématiques détaillées seraient à entreprendre.

5. Les bruits *extérieurs* dont il conviendra de protéger un local proviennent :

a) Soit de sources indépendantes du local ;

b) Soit de sources introduites par la construction même du local.

Les premières sont faciles à *déterminer* ou tout au moins à *mesurer* : il suffit de faire des relevés nombreux et systématiques. On admettra par *convention* qu'on considère comme *niveau maximum*, le niveau qui n'est dépassé que pendant 1 (ou 2) % du temps. Ce faisant, on tolère *sciemment* la perception gênante dans le local de bruits irréguliers, donc accidentels — qu'il serait beaucoup trop onéreux de prohiber.

Les secondes nécessitent la connaissance de l'utilisation des pièces voisines du local et des résultats statistiques sur les bruits produits dans des pièces de même emploi. Ces données sont mises en œuvre comme s'il s'agissait de sources extérieures au local. Elles permettent de *prévoir* les mesures à prendre, pour se protéger non seulement des sources existantes, mais encore des sources qui n'existent que lorsque le local est mis en exploitation.

6. La différence entre *bruit extérieur et bruit tolérable* est égale à l'*isolement* que l'on doit rechercher.

Suivant le nombre trouvé, les dispositions à envisager sont *très différentes* :

— pour obtenir un facteur de réduction inférieur à 40 phones aucune précaution particulière n'est à prendre ;

— pour obtenir 40 à 50 phones, il suffit d'une *construction très soignée* ;

— pour obtenir 50 à 60 phones, il faut mettre en œuvre des *procédés spéciaux* (cloisons doubles, portes isolantes, plafonds suspendus, etc...) ;

— pour dépasser 60 phones, il faut prendre des précautions en général draconniennes dès le début de la construction et dans l'édification du gros-œuvre (fondations indépendantes, murs massifs, etc.). Dans ce cas, les mesures acoustiques doivent être envisagées *dès la préparation des premiers avant-projets* : c'est souvent un manque de contact à ce stade entre Architecte et Acousticien qui conduit à poser *ultérieurement* à ce dernier des problèmes souvent *insolubles*.

1.3. — Propagation des bruits dans le bâtiment.

1.3.0. — Trajets suivis par le son pour entrer dans une salle.

Ces trajets sont multiples, ce qui nous conduit à distinguer (fig. 11) :

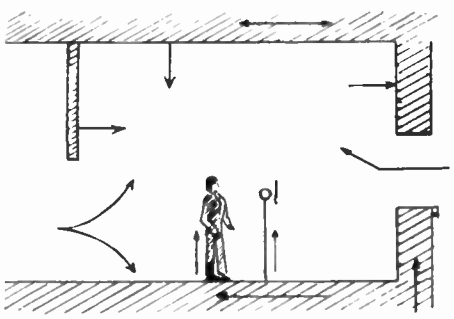


Fig. 11

1° Les *bruits aériens* qui arrivent par les *ouvertures*, portes, fenêtres, gaines de ventilation, joints, fissures de la construction ;

2° Les *trépidations* qui font vibrer les parois du local et par conséquent l'auditeur et le microphone ;

3° Les *bruits mixtes* qui suivent un trajet tantôt aérien, tantôt solide.

On distingue :

a) les bruits mixtes qui proviennent à l'oreille sous forme de trépidation (ceux qui font vibrer le plancher des studios, par exemple) ;

b) les bruits mixtes qui proviennent à l'oreille sous forme de bruit aérien : ils sont *rayonnés* par des parties du local à protéger.

Ce rayonnement peut être *localisé* sur un petit élément (tuyau de chauffage par exemple) ou au contraire intéresser la *totalité* ou un *élément* de parois : on dit qu'il est produit alors par *effet de diaphragme* des cloisons.

Champ de bruit donc extrêmement complexe : à l'intérieur et hors du local à protéger, se produisent des échanges continuels d'énergie entre l'air et la structure de l'immeuble : on conçoit qu'il soit difficile de les analyser en détail. On se contente en pratique d'essayer d'arrêter les bruits provenant :

— par les *ouvertures* ;
— par *effet de diaphragme* ;
— par *conduction solide*.

qui paraissent *et de beaucoup*, jouer le rôle le plus important.

1.3.1. — Propagation par les ouvertures.

0. C'est en général le *facteur limitatif* de l'isolement dans les bâtiments courants, car la présence de ces ouvertures est liée à la technique même de la construction classique.

La propagation suit des lois très différentes suivant qu'il s'agit de grandes ou de petites ouvertures.

1. Grandes ouvertures de faible épaisseur — portes ou fenêtres ouvertes.

L'énergie qui traverse une grande ouverture est proportionnelle à la surface de cette ouverture.

Physiquement donc, le niveau sonore exprimé en décibels *décroît comme le logarithme de la surface de l'ouverture.*

Physiologiquement, cette loi se complique en raison de la moindre sensibilité de l'oreille aux *faibles niveaux* et *aux basses fréquences.*

Voici un tableau permettant de dégager les lois fondamentales de la propagation du son par les grandes ouvertures : il a été fait en supposant arbitrairement que l'énergie traversant une surface de 1 m² est égale à 1 /1 000 microwatt.

Surface de l'ouverture	Energie sonore en microwatts	Niveau physique en dB	Niveaux physiologiques (en phone) et Niveaux subjectifs (en millisones) à 200 hertz	à 1 000 hertz	à 4 000 hertz	à 10 000 hertz
1 m²	10^{-3}	70	64 ph 7 000 ms	70 ph 10 000 ms	72 ph 11 000 ms	57 ph 4 000 ms
1 dm²	10^{-5}	50	32 ph 400 ms	50 ph 2200 ms	51 ph 2 300 ms	30 ph 380 ms
1 cm²	10^{-7}	30	8 ph 7 ms	30 ph 380 ms	30 ph 380 ms	20 ph 80 ms

On en tire les trois lois suivantes :

1. — *Le niveau subjectif* d'un *son transmis* par une *grande ouverture de faible épaisseur*, si sa fréquence et son niveau sont moyens, *ne décroît que lentement avec la surface* de l'*ouverture.*

Ainsi une réduction de surface de 10 000 à 1 n'amènera qu'une diminution de niveau subjectif de 26 à 1 pour un niveau initial de 70 phones à la fréquence de 1 000 hertz.

2. — Le *niveau subjectif aux fréquences basses décroît beaucoup plus vite avec la surface de l'ouverture* qu'aux *fréquences moyennes.*

A 200 hertz, la réduction de surface 10 000 - 1 entraîne une réduction de niveau subjectif 1 000 - 1, au lieu de 26-1 à 1000 hertz.

3. — La *décroissance* du niveau *subjectif avec la surface* est *d'autant plus forte que le niveau initial est plus faible.*

Ces lois montrent :

— qu'il est difficile de se protéger d'un son parvenant par de grandes ouvertures ;

— qu'on s'en protège d'autant mieux qu'on atténue préalablement les bruits perturbateurs en entourant la salle de *couloirs d'isolement.*

2. Grandes ouvertures de grande longueur tuyaux de ventilation.

L'expérience et le calcul (d'ailleurs peu précis) mettent en évidence que l'affaiblissement total dû à un tuyau de ventilation (logarithme du rapport des énergies sonores à la sortie et à l'entrée du tuyau) est donné par la formule approximative suivante :

$$N_{dB} = K \,.\, a \,.\, \frac{P}{S} \,.\, L$$

(a coefficient d'absorption du produit revêtant la paroi intérieure du tuyau — P périmètre de la section — S surface de la section — L longueur).

On en conclut que, d'une façon générale, pour augmenter l'isolement d'un tuyau donné, il faut :

— augmenter sa longueur ;

— augmenter le périmètre de contact avec le son, pour une section donnée, ce qui conduit à utiliser des structures fortement cloisonnées (fig. 12) ;

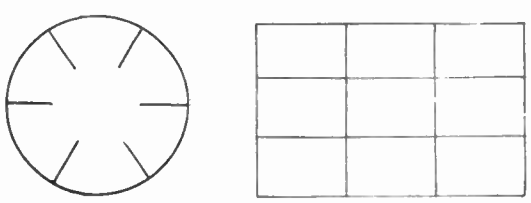


Fig. 12

— revêtir le tuyau d'un produit poreux aussi absorbant que possible.

Une série d'essais sur les tuyaux est actuellement entreprise par la R.T.F.

Remarque : un autre procédé pour arrêter le son parvenant par un tuyau est d'*interposer des filtres acoustiques.*

3. Petites ouvertures sans épaisseur.

Les résultats sont tout à fait différents.

Soit une onde plane caractérisée par sa pression p_0 et sa vitesse v_0 heurtant normalement un mur percé par une petite ouverture — qu'on peut supposer, par exemple, circulaire de rayon a (fig. 13).

Au passage de l'ouverture, l'*onde change de forme.* Par application du principe d'Huyghens, chaque particule de l'ouverture se comporte comme un radiateur secondaire, de sorte que l'ensemble se comporte à peu près comme une *plaque vibrante* rayonnant une *onde* à peu près *sphérique.*

L'impédance opposée à la propagation de l'onde initiale passe donc brusquement de $\rho\Omega$ (impédance

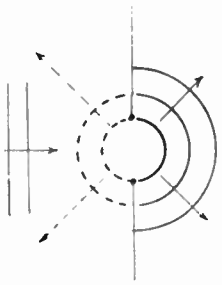


Fig. 13

de l'onde plane) à l'impédance de rayonnement d'une plaque, soit à peu près :

$$Z = \rho\Omega S \,.\, \frac{1\pi^2 - j\,2\sqrt{2}\,\pi x}{1\pi^2 + x^2}$$

en posant $x = \dfrac{\lambda}{a}$ rapport de la longueur d'onde au rayon de l'ouverture.

On en tire sans difficulté le coefficient de transmission de l'ouverture :

$$\tau = \frac{16\pi^2\,(1\pi^2 + x^2)}{(8\pi^2 + x^2)^2 + 1\pi^2 x^2}$$

Quand x est petit (*la longueur d'onde est petite par rapport à la dimension de l'ouverture*), τ est voisin de 1 et l'énergie transmise est porportionnelle à la surface (cas des grandes ouvertures).

Quand x est grand (*la dimension de l'ouverture est petite par rapport à la longueur d'onde*), τ est nettement inférieur à 1.

On a à peu près : $\tau = \dfrac{16\pi^2}{x^2}$

L'énergie transmise est donc proportionnelle au carré de la surface : elle décroît *très vite* avec cette dernière.

Les réseaux de courbe ci-contre (fig. 14) donnent l'affaiblissement de transmission dû à l'effet d'ouverture. Ils montrent que :

a) Pour les petites ouvertures — quelques mm² — l'effet d'ouverture est *très faible*, quelle que soit la longueur d'onde ;

b) Pour les ouvertures plus grandes — l'effet d'ouverture n'est *sensible* qu'*aux fréquences aiguës* ;

c) L'effet d'ouverture est beaucoup plus faible pour 100 petites ouvertures de 1 mm² que pour une seule grande ouverture de 1 cm².

On peut donc dire que :

— les *sons graves* sont *mal transmis* par les *ouvertures* ;

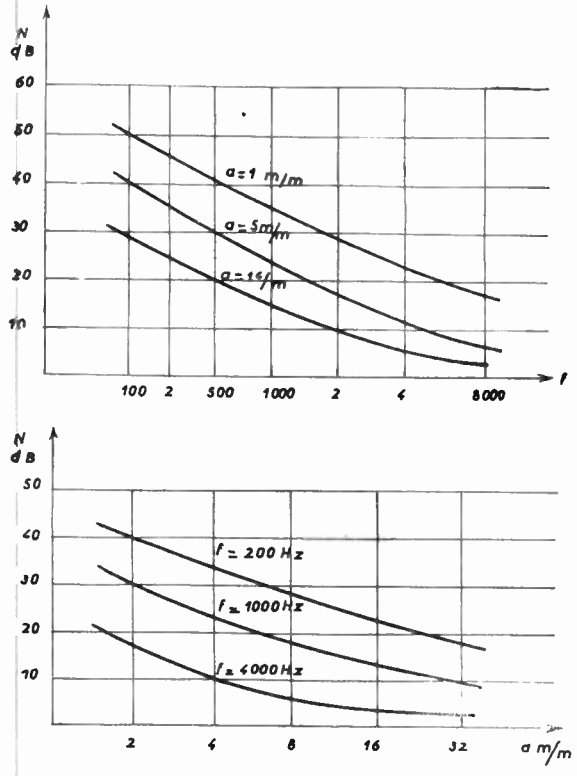


FIG. 14

— la présence d'ouvertures *millimétriques* est *généralement sans importance*,

sauf :

— si le bruit extérieur a un niveau élevé ;

— ou si le local est *très réverbérant*.

4. Petites ouvertures percées dans une paroi épaisse.

Plus l'épaisseur de la paroi est grande, plus la transmission est faible.

Cet affaiblissement supplémentaire est dû à un phénomène de frottement causé, d'une part, par la viscosité de l'air dans les ouvertures de faible diamètre, d'autre part, par l'absorption propre du matériau dans lequel est percée l'ouverture.

En résumé, la *présence d'ouvertures millimétriques dans un mur est en général sans inconvénient.*

1.3.2. — PROPAGATION PAR EFFET DE DIAPHRAGME DES PAROIS.

0. Le problème de la transmission du son à travers une paroi, dégrossi par Lord RAYLEIGH a beaucoup évolué ces dernières années.

Par une série d'étapes, on tend à le résoudre aussi parfaitement que possible.

Remarquons que la transmission par *double réfraction* à travers les deux surfaces qui séparent l'air de la paroi, est extrêmement faible : elle correspond à un affaiblissement de l'ordre de 100 décibels.

Il faut donc chercher une autre explication de ce qu'on appelle souvent la *transparence* au son, toujours sensible, des parois.

A 1. Lord RAYLEIGH a assimilé la paroi à un piston vibrant rigidement sous l'action de l'énergie développée par le train d'onde incident et rayonnant du côté opposé.

L'énergie rayonnée dépend :

a) des caractéristiques élastiques de la paroi ou plus simplement de son impédance mécanique :

$$z = r + j\left(M\omega - \frac{E}{\omega}\right) ;$$

— r affaiblissement ou *taux d'amortissement* se mesure en donnant une impulsion au mur et en le laissant *vibrer librement* — r se déduisant du nombre de vibrations nécessaires pour que leur amplitude soit réduite à une fraction donnée de sa valeur initiale ;

— M masse ;

— E raideur qu'on obtient en cherchant expérimentalement la fréquence de résonance du mur

$$f_0 = 2\pi\sqrt{\frac{E}{M}}$$

D'où : $$E = M\frac{f_0^2}{1\pi^2} = M\omega_0^2$$

b) de l'impédance de rayonnement de la paroi.

Tous calculs faits, on trouve, en posant $R = \rho\Omega$, résistivité de l'air :

$$\tau = \frac{4R^2}{\left(R + \frac{r}{S}\right)^2 + \frac{M^2}{S^2}\omega^2\left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)^2}$$

S étant la surface totale du panneau.

2. MEYER montra expérimentalement que *sauf aux très basses fréquences*, pour les cloisons d'*emploi courant*, la *masse* jouait un rôle prépondérant.

La formule de RAYLEIGH se simplifie et prend sa forme classique :

$$\tau = \frac{1R^2}{m^2\omega^2} \qquad \left(m = \frac{M}{S}\right)$$

Elle montre :

— que l'*affaiblissement de transmission* est *proportionnel au logarithme de la fréquence* : ce sont les fréquences basses qui sont les mieux transmises ;

— que l'*affaiblissement de transmission est proportionnel au logarithme de la masse*. C'est la fameuse *loi des masses* d'où l'on tire (fig. 15) :

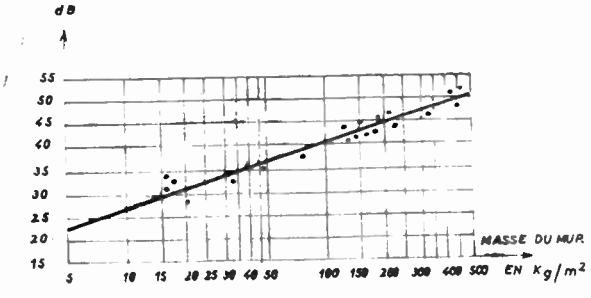


FIG. 15

a) que plus la masse du mur est élevée, plus l'isolement est fort ;

b) que l'isolement ne croît que *lentement* avec la masse ; un mur de 50 kg/m² donne en principe un isolement de l'ordre de 35 décibels : mais un mur de 500 kg/m² donne à peine 50 dB.

3. Différentes expériences ont montré que les résultats *pratiques* s'écartaient assez sensiblement de la loi de RAYLEIGH :

— d'une part, les parois chargées d'un poids localisé ont un coefficient de transmission à peine modifié ;

— d'autre part, l'affaiblissement réel est toujours notablement plus faible que l'affaiblissement théorique, bien que l'action de la masse joue toujours dans le même sens (fig. 16) ;

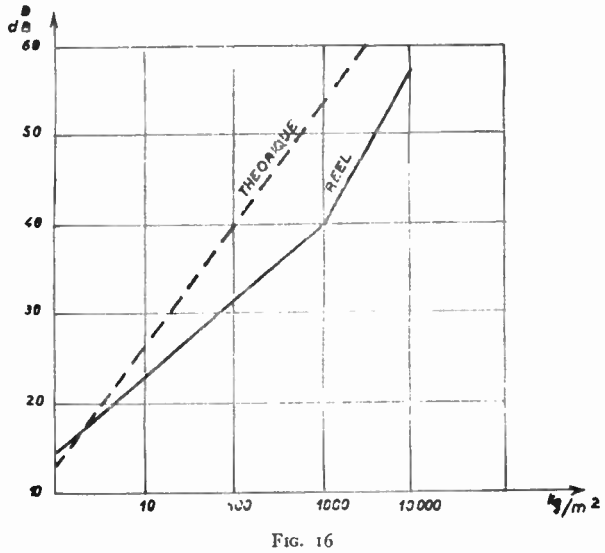


FIG. 16

— enfin, sous l'action d'une onde à incidence oblique, la paroi prend une forme de vibration donnée par la figure 17.

Tout ceci conduit à penser que la paroi se comporte comme si *elle était constituée par quelques grosses masses distinctes dont les déplacements sont à peine gênés les uns par les autres.*

Un calcul effectué dans ces conditions montre que l'affaiblissement *en régime diffus* (incidences quelconques) est inférieur de 6 à 10 décibels à l'affaiblissement en régime normal.

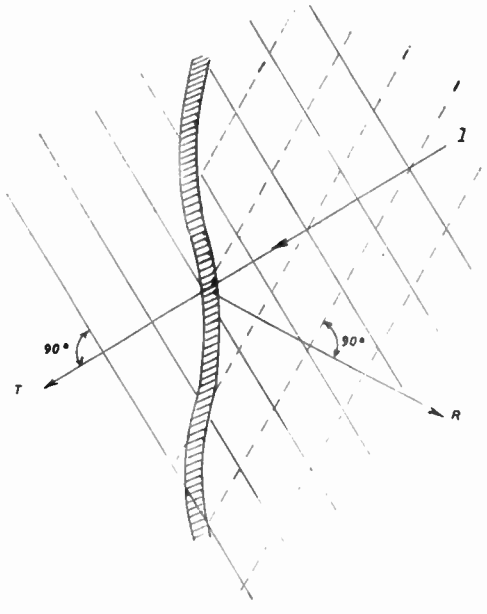


FIG. 17

D'ailleurs, cet affaiblissement dépend des conditions d'*attaque* de la paroi, conditions qui changent avec les dimensions du local, son traitement, la position et la directivité de la source.

4. On améliore les résultats précédents en assimilant la paroi, non plus à une série de masses distinctes, mais à une série de *fibres* vibrantes indépendantes les unes des autres.

Cette théorie apporte un élément nouveau : la mise en évidence des *partiels* ou fréquences propres des fibres. Quand la fréquence incidente *coïncide* avec un partiel, la transmission est évidemment améliorée — ce qui explique des *trous* dans la courbe qui donne le coefficient de transmission en fonction de la fréquence.

5. M. VOGEL a fait un calcul encore plus complet (en 1947) en assimilant la paroi à une *plaque vibrante* soumise à l'action d'une onde incidente sinusoïdale.

Dans ce cas évidemment, les fréquences de *coïncidence* sont les partiels de la plaque vibrante : le principe de leur existence n'est pas modifié.

Malheureusement, le calcul fort difficile, n'a été fait que pour les plaques homogènes ; il reste à l'étendre aux parois quelconques.

6. Les parois étudiées ci-dessus sont des parois *rigides*.

Le calcul et l'expérience montrent que pour ces parois l'isolement obtenu ne saurait couramment dépasser une valeur qui est souvent *insuffisante* et même *très insuffisante* dans la pratique.

C'est ainsi qu'une paroi de :

— briques creuses de 25 cm (poids 210 kg/m²), donne un isolement moyen de 45 dB ;

— briques pleines de 25 cm (poids 450 kg/m²), donne un isolement moyen de 50 dB ;

— briques pleines de 35 cm (poids 630 kg/m²), donne un isolement moyen de 54 dB.

On voit à quels poids de cloisons entraîne la recherche d'isolements même pas considérables.

B 1. On conçoit que les *techniciens* aient cherché à *améliorer l'isolement à poids égal*.

Pour cela on utilise 4 procédés :

a) les *cloisons rigides multiples* ;

b) les *structures légères* où l'élasticité n'est plus négligeable devant la masse ;

c) les *cloisons poreuses* ;

d) les *cloisons multiples combinées*.

2. En première et grossière approximation, les affaiblissements provoqués par 2 parois parallèles *s'ajoutent*.

D'où l'idée d'utiliser des *parois multiples rigides* et d'abord des *parois doubles* ; en fait, l'amélioration est toujours *très inférieure* à celle trouvée théoriquement, parce qu'il est très difficile, voire impossible, d'empêcher un certain *couplage* entre les parois.

Pour rendre ce couplage aussi lâche que possible, il faut :

— d'une part, séparer aussi complètement que possible les poutres ou murs sur lesquels s'appuient les deux parois ;

— d'autre part, écarter les parois d'au moins 10 à 15 cm.

3. Les *structures dites légères* ont une élasticité énorme de telle sorte qu'il n'est pas possible de négliger cet élément devant leur masse : on obtient ce résultat en les appuyant sur un cadre de caoutchouc mousse épais ou d'un produit synthétique.

L'étude des structures légères fait l'objet *actuellement* de nombreux travaux de mise au point.

Le but de ces travaux est limité : obtenir, *pour les cloisons légères*, un isolement *amélioré*. Il ne s'agit donc nullement par ce procédé d'obtenir de forts isolements.

4. Les *parois poreuses* transmettent le son, non par vibrations — celles-ci étant très rapidement *amorties* — mais par conduction à travers les pores du matériau.

Il y a toute une *étude théorique* à faire sur ce mode de transmission.

Les courbes pratiques montrent que (fig. 18) :

— plus l'*épaisseur* du matériau est grande, plus la transmission est faible, et il semble qu'il y ait une certaine proportionnalité entre ces 2 quantités ;

— les courbes de transmission en fonction de la fréquence présentent un maximum pour une certaine valeur qui dépend et du diamètre des pores et de l'épaisseur des matériaux.

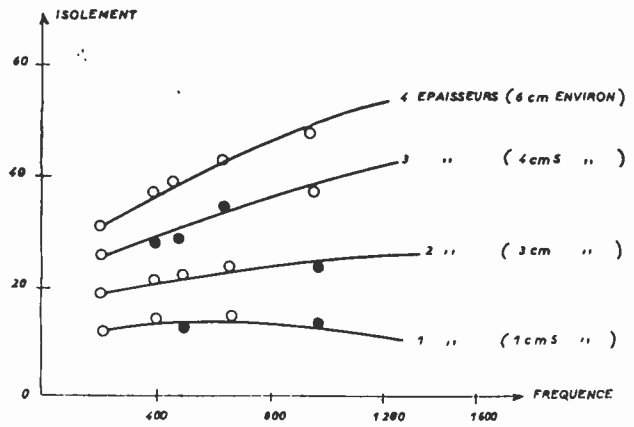


FIG. 18

Pour obtenir une forte isolation, il faudrait utiliser des épaisseurs considérables impossibles à réaliser à cause du *manque de rigidité* des matériaux poreux.

Les cloisons poreuses sont rarement utilisées seules.

5. Par contre, elles sont très souvent utilisées en *combinaison* avec les cloisons rigides.

L'introduction de matériaux poreux dans l'espace d'air limité par une double cloison, produit un double effet favorable :

— absorption supplémentaire du son par effet de porosité ;

— affaiblissement du couplage entre les parois.

On peut gagner par ce procédé, pour des isolements déjà forts, plus de 5 décibels.

1.3.3. — PROPAGATION PAR CONDUCTION.

0. C'est un problème de propagation à l'intérieur d'un corps solide : nous n'en soulignerons que les caractéristiques les plus essentielles.

1. La *conduction* dépend essentiellement :

— des qualités élastiques des matériaux où se propage le son ;

— des dimensions de ces matériaux ;

— de la nature et du nombre des matériaux traversés.

2. La plupart des métaux, l'acier, le cuivre..., le béton, le béton armé, les matériaux durs de la construction (pierre, brique), la terre tassée, conduisent bien le son.

Par contre, le plomb d'une part, les matériaux poreux d'autre part, non seulement conduisent mal

le son mais encore l'absorbent en partie, du fait de leur forte résistance interne.

3. Plus la largeur des matériaux est faible devant leur longueur, plus la transmission à distance est efficace. C'est le cas des *tuyauteries d'acier ou de cuivre* — des *poutres en fer ou en béton armé.*

Dans la terre tassée par contre, il y a *dispersion* et la transmission du son ne se fait sentir qu'à petite distance.

4. Si l'onde sonore est astreinte à traverser une succession de matériaux ayant des propriétés élastiques différentes, chaque passage s'accompagne d'une perte d'énergie notable par réflexion ou diffusion et l'onde s'atténue très vite.

C'est ainsi que les murs en pierre, en briques — hétérogènes par construction — conduisent moins bien le son que les parois monolithes de béton.

L'interposition sur le trajet de l'onde de matériaux poreux ou à faible rigidité (plomb) peut accroître cet effet dans des proportions considérables.

1.4. — Procédés pratiques de protection contre le bruit.

0. Nous ne développerons pas ce chapitre.

Les procédés pratiques d'isolation phonique ont fait, font et feront l'objet de longs et nombreux développements, avec figures et schémas, auxquels je renvoie le lecteur.

1. Je rappellerai simplement une série de principes :

a) Avant toute chose, on s'efforce, quand c'est possible, de *s'écarter* des zones bruyantes (choix de terrain, choix d'étage, éloignements de cabines par rapport aux moteurs, etc...).

b) Puis on essaie, quand c'est possible, de *supprimer ou diminuer le bruit à sa source* (installation de silencieux, ralentissement de la vitesse de certains organes, pose de produits absorbants sur les parois des pièces bruyantes, etc... parfois simple organisation et simples instructions à donner ou à faire donner) ;

c) Puis, quand c'est possible, on essaie de *diminuer le bruit à l'arrivée*, en revêtant le local à protéger de produits absorbants, dans des conditions compatibles avec son utilisation.

d) Après quoi, seulement, on s'efforce d'*éviter la propagation* du bruit, en utilisant les 3 principes fondamentaux nécessaires et suffisants :

— Amortissement du bruit passant par les grandes ouvertures (allongement de canalisations, revêtement interne d'absorbants, pièges à son, etc.).

— Réalisation de panneaux multiples aussi indépendants que possible élastiquement les uns des autres (murs et cloisons doubles, planchers flottants, etc...).

— Application de nombreuses *discontinuités* dans la construction (éviter les structures monolithiques, couper les tuyauteries métalliques, introduire des joints en caoutchouc, en feutre, en matière plastique, en plomb, judicieusement répartis, etc...).

2. On se rappellera enfin qu'il est toujours beaucoup plus difficile de corriger un défaut d'isolement phonique que de prendre a priori les mesures nécessaires pour obtenir telle isolation que l'on désire.

Les Maîtres d'œuvre, les architectes, les entreprises ont donc le plus grand intérêt à faire entrer en ligne, de compte l'isolement phonique, dès la *première phase de l'étude* du local à construire, quelle que soit sa nature.

II. — ACOUSTIQUE INTÉRIEURE DES SALLES

2.1. — Considérations générales.

2.1.1. — Buts de l'Acoustique intérieure des Salles.

a) Etudier la répartition du son à l'*intérieur* des salles ;

b) Déterminer les *conditions d'écoute optima* du son dans les salles ;

c) *Réaliser* des salles permettant cette écoute optima (ou accessoirement améliorer les salles existantes).

2.1.2. — Classification des Salles selon leurs dimensions.

Les salles rencontrées en architecture ont des dimensions qui varient de 2 m³ (cabines téléphoniques) à 50 000 m³ et même plus (cinémas - salles de concert - églises).

Du point de vue acoustique, on les classe en 3 groupes :

1° *Salles moyennes*, caractérisées par une *homogénéité* du son et l'*absence apparente de résonances propres* ;

2° *Salles petites*, caractérisées par l'apparition de *résonances propres* ;

3° *Salles grandes*, caractérisées par un manque d'homogénéité de la salle qui se traduit par l'existence *d'échos* ou défauts similaires.

2.1.3. — Méthodes d'étude des Salles.

Comme tout espace limité, une salle peut être étudiée de 2 points de vue :

1° *Point de vue de d'Alembert.* — On suit l'onde dans son trajet, on étudie chaque réflexion et par une *évaluation statistique* on détermine ce qui se passe en chaque point de la salle. Nous verrons quelles limites ce point de vue impose au calcul et à la valeur des formules trouvées ;

2° *Point de vue de Bernouilli.* — On étudie les vibrations propres de la salle et on les combine entre elles pour satisfaire aux conditions initiales.

Il est évident que ces deux points de vue expriment deux aspects complémentaires d'un même problème.

2.2. — Les salles moyennes.

2.2.0. — Les salles dites moyennes se caractérisent par l'absence de vibrations propres apparentes et par une répartition homogène du son, à l'intérieur de leur volume.

Celui-ci est approximativement compris entre quelques dizaines et quelques centaines de m³.

2.2.1. — Théorie de Sabine.

1. Sabine fut amené, en 1895, à examiner la mauvaise acoustique d'une salle de conférence de l'Université d'Harvard.

Il s'aperçut que les troubles étaient dus à une prolongation excessive de l'audition de chaque syllabe qui, chevauchant les suivantes, apportait ainsi une regrettable confusion à l'écoute.

Il donna le nom de *réverbération* à cette espèce de résonance et s'efforça de trouver le moyen *systématique* de la déterminer : sa méthode consistait à partir d'un son stable (produit par un haut-parleur fonctionnant en permanence par exemple) et, après l'avoir coupé brusquement, à en mesurer le *temps d'extinction*.

Mais Sabine eut une autre idée : constatant que la durée d'extinction variait suivant la nature des revêtements de la salle, il s'efforça de caractériser phoniquement ceux-ci et de calculer la relation qui lie cet élément phonique à la réverbération.

Après divers tâtonnements, il est arrivé aux résultats qui vont être exposés ci-dessous.

2. La théorie de Sabine est une conséquence de la définition du *coefficient d'absorption* d'un panneau.

On appelle coefficient d'absorption d'un panneau donné *le rapport entre l'énergie absorbée par le panneau et l'énergie incidente* :

$$a = \frac{E_a}{E}$$

On supposera que a est *indépendant de l'énergie initiale*, ce que vérifie sensiblement l'expérience.

3. Soit alors une salle, à l'intérieur de laquelle, grâce à des haut-parleurs, on a réalisé un régime sonore *stable*. On coupe brusquement les haut-parleurs : le son va décroître. Quelle est la *loi de décroissance de l'énergie sonore* ?

Soit E cette énergie au temps t. Appelons a le coefficient d'absorption des parois : l'énergie absorbée par une réflexion est évidemment aE.

C'est aussi l'énergie perdue ΔE par une réflexion :

$$\Delta E = - aE$$

Or, *dans une salle régulière*, les réflexions se produisent *en moyenne* à des intervalles de temps *constants* :

$$\Delta t = K$$

De $\frac{\Delta E}{\Delta t} = - \frac{a}{K} E$, on tire :

$$\boxed{E = E_0 e^{-\frac{a}{K} t}}$$ E_0 énergie initiale

C'est la *première formule de Sabine* qui exprime que :

La décroissance (ou la croissance) de l'énergie sonore dans une salle est une fonction exponentielle du temps.

Comme le niveau sonore est proportionnel à log. E cette loi peut s'énoncer aussi sous la forme suivante :

La décroissance (ou la croissance) du niveau sonore est une fonction linéaire du temps (fig. 19).

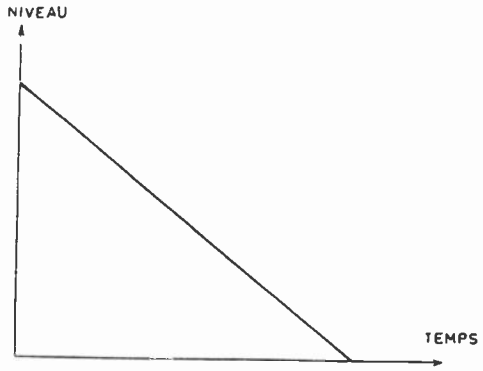


Fig. 19

Les mesures faites confirment cette loi et donnent effectivement des courbes de décroissance du niveau linéaires, dont la *pente* varie avec la *qualité* de la salle.

4. Plus la décroissance est rapide, moins la salle est résonante.

Sabine appelle *temps de réverbération d'une salle, le temps mis par l'énergie sonore pour être réduite au millionième de sa valeur initiale.* Soit T_r.

La première formule de Sabine donne immédiatement :

$$T_r = \frac{13{,}8\ K}{a}$$

Or K est le temps moyen entre 2 réflexions : ce temps ne dépend que des dimensions de la salle

pourvu que celle-ci soit régulière. C'est ce qu'a vérifié KNUDSEN, qui a trouvé pour 11 modèles de salles des valeurs comprises entre 0,94 et 1,08 fois les valeurs théoriques, l'écart moyen étant inférieur à 3 %, donc pratiquement négligeable.

Si l'on appelle p le *parcours moyen* entre 2 parois et Ω la célérité du son, on a évidemment : $K = \frac{p}{\Omega}$

Or, on démontre analytiquement que : $p = \frac{4V}{S}$,

V volume de la salle,

S somme des surfaces des parois.

D'où : $$K = \frac{4V}{S\Omega}$$

On en tire immédiatement la *seconde formule de Sabine* :

$$\boxed{T_r = \frac{0{,}16\ V}{A}}$$

T_r exprimé en s,

V exprimé en m³ ;

$A = aS$, qui s'appelle *l'absorption totale* de la salle, s'exprime en *sabines*.

Si la salle est composée de n plaques de surfaces respectives S_1 S_2... S_n et de coefficients d'absorption respectifs a_1 a_2... a_n, *Sabine admet* que :

$$aS = a_1 S_1 + a_2 S_2 + \ldots + a_n S_n .$$

2.2.2. — FORMULES POSTÉRIEURES A SABINE.

1. La formule de SABINE n'est valable que si ΔE et Δt sont petits :

Δt petit exige que la salle ne soit pas trop grande (condition d'*homogénéité*),

ΔE $(= aE)$ exige que a ne soit pas trop grand : la formule n'est valable que pour les salles *relativement peu absorbantes*.

2. Raisonnement d'EYRING :

— Si E_0 est l'énergie initiale au temps $t = 0$

— Après 1 réflexion $E_1 = E_0 (1 - a)$ au temps $t = K$

— Après n réflexions $E = E_0 (1 - a)^n$ au temps $t = nK$

L'élimination de n donne la :

1re formule d'Eyring : $$\boxed{E = E_0 (1 - a)^{\frac{S\Omega}{4V} t}}$$

2e formule d'Eyring : $$\boxed{T_r = \frac{0{,}07\ V}{S \log (1 - a)^{-1}}}$$

a étant toujours défini d'après l'*hypothèse* de SABINE :

$$a = \frac{a_1 S_1 + \ldots\ldots + a_n S_n}{S}$$

La formule de Sabine n'est qu'une *approximation* de la formule d'Eyring.

3. MILLINGTON élimine la dernière hypothèse de SABINE, en partant d'une salle composée de n panneaux $(S_i\ ;\ a_i)$

Il admet que dans le temps $\Delta t = K$, le rayon sonore rencontre n_1 fois le panneau S_1, n_2 fois le panneau S_2... avec les relations évidentes :

$$n_1 = n \frac{S_1}{S} \qquad n_2 = n \frac{S_2}{S} \ldots.$$

or $$n_1 + n_2 + \ldots = n = \frac{t\, S\Omega}{4V}$$

D'où $$n_1 = \frac{t\, S_1 \Omega}{4V}$$ etc...

Le même raisonnement qu'Eyring donne :

1re formule de Millington : $$\boxed{E = E_0 (1 - a_1)^{\frac{S_1 \Omega t}{4V}} (1 - a_2)^{\frac{S_2 \Omega t}{4V}} \ldots.}$$

2e formule de Millington : $$\boxed{T_r = \frac{0{,}07\ V}{\Sigma\ S_i \log (1 - a_i)^{-1}}}$$

4. Pour les fréquences moyennes et aiguës, on doit tenir compte d'une *absorption pendant la propagation*, due à des phénomènes extrêmement complexes.

Cette absorption varie d'ailleurs avec l'*humidité de l'air* et la *température*.

Comme elle est proportionnelle à l'énergie initiale et à la distance,

on a $\Delta E = -\mu\, dx\, E$ D'où $E = E_0\, e^{-\mu x}$

Le *coefficient* μ à la température de 21° centigrade est donné en fonction de l'humidité, par les courbes ci-contre (fig. 20).

a) Que devient la formule de Sabine quand on tient compte de cette absorption ?

Dans le temps K correspondant à un parcours moyen p, l'énergie absorbée devient :

$$\Delta E = (-a - \mu p)\, E$$

On en tire : $E = E_0\, e^{\left(-\mu\Omega - \frac{a}{K}\right) t}$

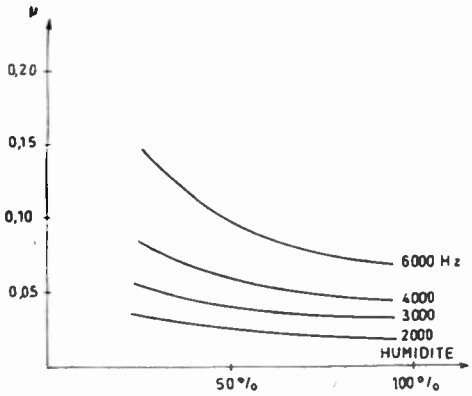


FIG. 20

b) La formule d'EYRING devient :

$$E = E_0\,(1 - a)^{\frac{S\Omega}{4V} t}\, e^{-\mu\Omega t}$$

c) La formule de MILLINGTON subit la même modification.

d) Conséquence : la décroissance est naturellement *plus forte* que prévue.

Dans un grand auditorium, à la fréquence de 1 000 hertz, cet élément d'absorption peut entrer pour 25 % de l'énergie totale : il n'est donc pas négligeable.

5. La formule d'AIGNER exprime la *puissance* W nécessaire pour obtenir dans une salle un niveau d'intensité N décibels donnée — *en régime permanent*.

Si E est l'énergie moyenne par cm³ de la salle, la quantité totale absorbée (donc produite) par seconde sera évidemment :

$$W = \frac{1}{K}\, a\, E\, V = \frac{\Omega}{p}\, a\, E\, V$$

D'où

$$W = 13{,}8\,.\,E\,.\,\frac{V}{T_r}$$

Comme $N = 10 \log \frac{E}{E_0}$

et que $E_0 = 10^{-16}$ watts $= 10^{-9}$ ergs/s (unité CGS) on en tire : $E = 10^{\frac{N-90}{10}}$

En transformant 13,8 en une puissance de 10, on obtient :

$$\boxed{W = \frac{V}{T_r}\,.\,10^{\frac{N-74}{10}}} \quad \text{(Formule d'Aigner)}$$

W étant exprimé en microwatts

V en m³

T_r en secondes

N en décibels.

Exemple :

1° Lorsque 10 violons développant chacun une puissance de 6 000 μW jouent dans une salle de 2 000 m³ de $T_r = 1{,}14$ s, le niveau sonore obtenu sera :

$N = 100$ dB (fortissimo)

2° Inversement, pour obtenir un niveau sonore de 74 dB dans une salle de 1 000 m³ dont le $T_r = 1$ s, il faut développer une énergie :

$W = 1\,000$ μW

2.2.3. — NATURE DE L'ABSORPTION DU SON.

2.2.3.0. — *Généralités.*

1. Les formules de SABINE, EYRING et MILLINGTON expriment une relation entre le *temps de réverbération* T_r et l'*absorption* a ou les *absorptions* a_i des parois.

Pour modifier la réverbération d'une salle, il faut et il suffit de modifier cette ou ces absorptions : encore convient-il d'en connaître le mécanisme aussi approché que possible.

2. L'absorption du son par les parois peut provenir de 2 causes principales :

a) La transparence de la paroi au son : une partie de l'énergie sonore « quitte » la salle. Ce phénomène ne se produit, en pratique, que pour des énergies sonores importantes, en raison de l'isolement des salles ; il est en général accessoire ;

b) La *transformation* de l'énergie acoustique en *chaleur*, soit directement, soit par l'intermédiaire d'une vibration mécanique.

3. On utilise actuellement 3 procédés d'absorption du son :

a) *L'absorption par matériaux poreux* : la transformation en chaleur se fait dans les pores des matériaux, par un frottement *visqueux* des petits éléments d'air que contiennent ces pores ;

b) *L'absorption par panneaux fléchissants* : sous l'action de l'onde sonore, les panneaux entrent en vibration ; cette vibration provoque des déforma-

tions à la fois aux points d'attache des panneaux et à l'intérieur même du solide le constituant. D'où dégagement de chaleur, amortissement et perte d'énergie à la réflexion ;

c) *L'absorption par résonateurs* : ces résonateurs disposés contre les parois sont à demi remplis d'un produit absorbant poreux qui amortit la résonance et provoque également une perte d'énergie à la réflexion.

2.2.3.1. — *Absorption par matériaux poreux.*

0. Les matériaux poreux sont caractérisés par le fait que la matière solide n'occupe qu'une partie de leur volume total ; les intervalles remplis d'air étant étroits et communiquant entre eux.

1. On n'a bien entendu qu'une idée fort approximative de la propagation du son dans ces matériaux qui sont hétérogènes.

Toutefois en appliquant la théorie de la propagation du son dans les matériaux visqueux, on peut en déterminer le mécanisme général.

On sait que, dans un produit visqueux, l'affaiblissement est de la forme e^{-al},

a étant un coefficient proportionnel à la viscosité cinématique et au carré de la fréquence ;

l étant la longueur.

On en conclut qu'au cours de sa propagation en milieu poreux, l'onde s'affaiblit d'*autant plus vite que la fréquence est plus grande et d'autant plus que l'épaisseur du matériau est plus forte.*

Reste à définir un coefficient qui puisse se comparer à la viscosité cinématique : c'est extrêmement délicat, en raison de la nature hétérogène du matériau.

2. Cherchons quelle est l'absorption d'un produit poreux à la réflexion.

Soit un élément plan fixé contre un mur et un rayon sonore incident IS (fig. 21).

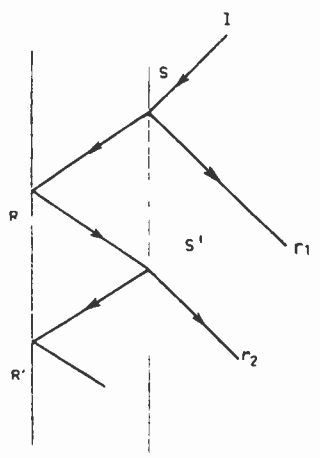


FIG. 21

En arrivant en I, par suite du phénomène de *désadaptation*, une partie de l'énergie se réfléchit suivant Sr_1 ; une partie se réfracte suivant SR. Nouvelle réflexion en R et nouvelle réfraction en S'.

En bref, il sort du matériau poreux une énergie portée par les rayons Sr_1 $S'r_2$ $S''r_3$, etc...

Comment la déterminer ?

RAYLEIGH en a fait un calcul approximatif, repris et complété par CRANDALL : au terme de ce calcul, il devrait y avoir au moins 17 % d'énergie réfléchie. Les expériences ne confirment pas ce résultat, de nombreux produits poreux donnant des absorptions supérieures à 83 %.

ZWIKKER puis MONNA ont repris les calculs et, en faisant des hypothèses fort complexes, donné une théorie qui paraît plus proche de la réalité que celle de RAYLEIGH-CRANDALL. Mais aucune vérification concluante n'ayant été faite, nous ne pensons pas utile de faire autre chose que la mentionner.

3. Les expériences mettent toutefois en évidence une *absorption* sélective *à la réflexion* caractérisée par les propriétés suivantes :

a) *L'absorption est plus élevée aux hautes fréquences qu'aux basses fréquences.* — Ce qui s'explique facilement par la moindre adaptation du matériau aux fréquences graves. En effet, la dimension des pores qui est de l'ordre généralement de quelques dixièmes de millimètres correspond à des longueurs d'onde très courtes : on devrait même théoriquement rencontrer un *maximum d'absorption* pour ces longueurs d'onde ou les longueurs d'onde sous-multiples : c'est ce qu'indiquent certains auteurs qui donnent pour les matériaux poreux des courbes d'absorption du type ci-contre (fig. 22).

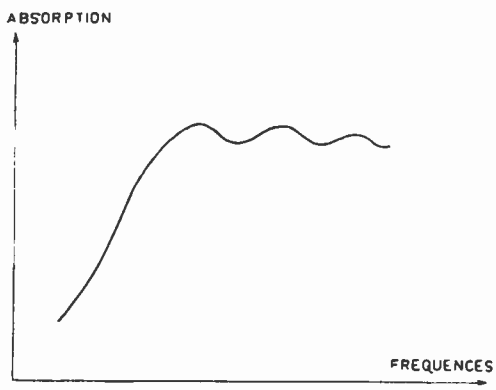


FIG. 22

b) *L'absorption des fréquences aiguës est à peu près indépendante de l'épaisseur du matériau.*

L'absorption des fréquences basses croît avec l'épaisseur du matériau.

Ce phénomène est dû simplement au fait que, pendant la propagation à l'intérieur du matériau, les ondes aiguës sont absorbées beaucoup plus vite que les ondes graves.

Il suffit en fait d'une *faible couche* pour absorber totalement les ondes réfractées aiguës ; au contraire l'absorption des graves croît avec l'épaisseur de la couche.

4. Les résultats expérimentaux confirment les indications données ci-dessus. Parmi les milliers de chiffres trouvés par les chercheurs du monde entier, nous nous contenterons d'en donner quelques-uns recueillis par le Laboratoire d'Acoustique de la R.T.F. Grâce au luxe de précautions prises, ils sont certainement plus valables que beaucoup d'autres et notamment que ceux indiqués dans la plupart des livres classiques, malgré leur indéniable intérêt historique (fig. 23).

c) *L'étoupage* produit l'effet inverse.

De façon générale, les matériaux poreux sont d'autant plus absorbants et régulièrement absorbants qu'ils sont moins solides et moins résistants. D'où la difficulté de leur mise en œuvre.

d) *La peinture* des matériaux poreux, en bouchant les pores, peut entraîner un affaissement considérable de l'absorption.

La *décoration* entraîne aussi des variations d'absorption.

e) Enfin *la façon dont les matériaux poreux sont mis en œuvre* (notamment la rapidité de séchage des peintures) joue un rôle important.

Matériau	Coefficients d'absorption aux fréquences							Observations
	125 Hz	250 Hz	500 Hz	1 000 Hz	2 000 Hz	4 000 Hz	6 000 Hz	
I. – Laine de verre épaisseur 25 mm	0,16	0,48	0,92	1,02	0,97	0,97		Les coefficients ont été mesurés par la méthode dite de la chambre de réverbération (voir ci-dessous) et calculés en fonction du T_r trouvé à partir de la formule de Sabine, ce qui explique des valeurs supérieures à 1.
II. – Laine de verre épaisseur 50 mm	0,40	0,59	0,9	1,02	0,97	0,97		
III. – Feutre épaisseur 30 mm	0,13	0,29	0,67	0,99	1,05	0,92		
IV. – Liège aggloméré épaisseur 50 mm	0,05	0,11	0,33	0,57	0,57	0,59	0,63	

5. Outre l'accroissement de l'absorption aux fréquences basses, dû à l'augmentation d'épaisseur du matériau, on peut modifier cette absorption par des procédés physiques.

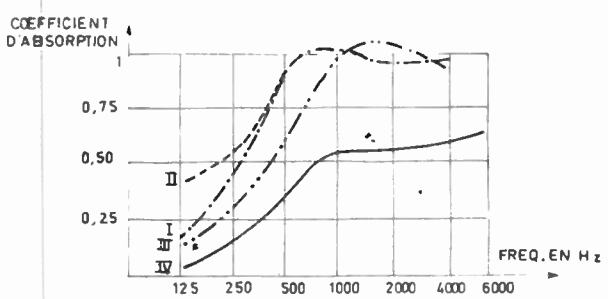


FIG. 23

Nous n'en donnerons que quelques idées simples :

a) SABINE a montré que le *pointillage* augmente l'absorption : c'est dû simplement à une plus grande densité de pores au cm² ;

b) La compression *diminue l'absorption aux basses fréquences* : résultat d'une diminution du diamètre des pores.

6. En sus de leurs qualités acoustiques indispensables, il faut tenir compte dans le choix des matériaux poreux d'un certain nombre de propriétés qui sont les suivantes :

a) *Leur consistance.*

Les absorbants se présentent généralement sous forme *de plaques* ou de *peintures*, qui ne doivent pas s'effriter rapidement.

b) Leur *stabilité* tant mécanique qu'acoustique. Variation possible des propriétés de certaines peintures avec le temps ;

c) Leur *facilité d'application* : plaques clouées ou collées, peintures passées au pinceau ou projetées au pistolet ;

d) Leur *incombustibilité* ;

e) Leur *propreté*, leur *attirance* des vermines ;

f) Leur *aspect* et leurs *possibilités décoratives.*

7. Les matériaux poreux utilisés en revêtements muraux sont :

— les *plâtres poreux*, dont la pose doit être particulièrement soignée, mais dont l'absorption, bien que régulière est assez faible.

— les *feutres*, très absorbants, mais d'aspect peu agréable et aussi difficiles à décorer qu'à tenir propres ;

— les *plaques en fibres ligneuses* ;

— les *peintures*, à base *d'amiante* ou d'un produit similaire, souvent de belle apparence, mais assez friables ;

— des *produits spéciaux*, comme le coton, la laine ou la soie de verre diversement traitée, des cartons à base de mica plus ou moins expensé, etc...

A ce jour, (1956), il n'existe aucun matériau poreux type universel.

2.2.3.2. — *Absorption par panneaux fléchissants.*

1. On appelle panneaux fléchissants des panneaux souvent en bois, mais pouvant être également en d'autres matériaux *élastiques*, portés (cloués ou collés) par des fourrures F et séparés du mur de la salle par une couche d'air e (fig. 24).

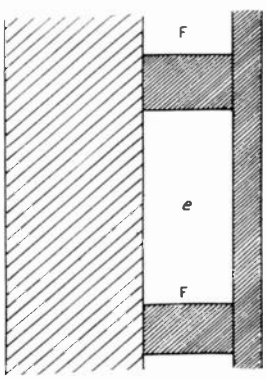


FIG. 24

Sous l'action d'une onde sonore, ces panneaux absorbent de l'énergie et se mettent à vibrer.

Si l'on s'arrange pour que cette énergie soit *retenue dans* la cloison ou *derrière* la cloison par un procédé quelconque, on réalise une *absorption par panneaux fléchissants.*

2. Soit r le coefficient de frottement de la cloison (qui correspond à une dégradation de l'énergie mécanique en chaleur), m la masse unitaire de la cloison, s la raideur du système vibrant ; on sait que l'énergie absorbée par un tel système — en l'assimilant en première approximation à un oscillateur à un degré de liberté — est de la forme :

$$\frac{r f^2}{r^2 + \left(m\omega - \frac{1}{s\omega}\right)^2}$$

f étant la force appliquée.

On en tire immédiatement les propriétés essentielles de l'absorption par panneaux vibrants :

— *Etalement de l'absorption d'autant plus grand que r est plus grand.*

— *Absorption maxima pour la fréquence de résonance.*

$$N = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{ms}}$$

3. La grandeur de cette absorption dépend essentiellement de r. On fait varier r :

— en *modifiant l'encastrement* du panneau : on s'arrange pour réaliser en pratique des encastrements à frottement énergique.

— en plaçant *derrière* la paroi fléchissante (dans le vide d'air qui la sépare du mur) un matériau poreux (par exemple une peinture absorbante ou une couche de laine de verre) : l'action de ce matériau est de modifier la *qualité amortissante* de la couche d'air placée entre le panneau et le mur et par conséquent d'accroître r.

4. La possibilité de faire *varier* facilement r, m et s dans de larges limites donne une grande marge de combinaisons possibles :

a) On peut placer sur les murs, une *série* de panneaux, d'épaisseurs, de dimensions et d'écartement du mur variés.

On obtient alors une série de courbes d'absorption à maximum, l'effet total étant particulièrement étalé.

b) On peut ainsi introduire derrière certains de ces panneaux des produits absorbants différents et d'épaisseurs variées.

c) On peut combiner ces 2 procédés et obtenir une *grande diversité dans la forme des courbes d'absorption réalisées.*

5. Les résultats expérimentaux mettent en évidence une *chute systématique de l'absorption aux fréquences aiguës*, ce qui ne nous surprendra pas, mais ce qui montre qu'en pratique, le poids des panneaux réellement utilisables, n'est pas compatible avec une résonance aux aiguës : on ne pourra donc pas se contenter d'utiliser des panneaux fléchissants, si l'on veut absorber les aiguës.

Ci-dessous 2 groupes de résultats obtenus au Laboratoire de la R.T.F. (fig. 25).

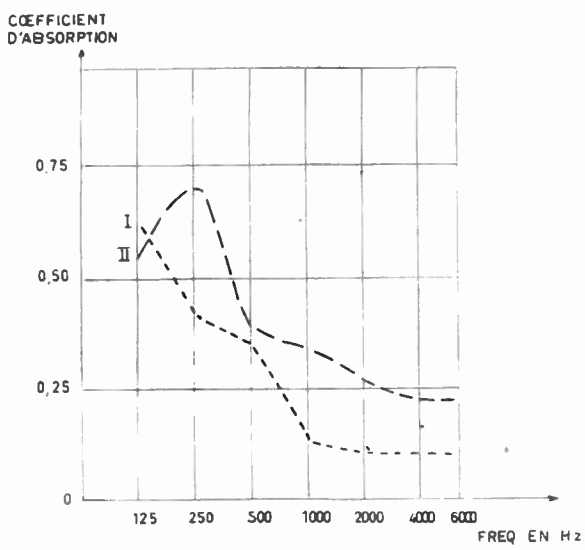


FIG. 25

Matériau	Coefficients d'absorption aux fréquences						
	125 Hz	250 Hz	500 Hz	1 000 Hz	2 000 Hz	4 000 Hz	6 000 Hz
I. – Contreplaqué d'épaisseur 5 mm à 50 mm du mur	0,63	0,42	0,35	0,12	0,10	0,10	0,10
II. – Peaux de Klegecell à 50 mm du mur (amortissement à la laine de verre)	0,53	0,68	0,38	0,35	0,27	0,22	0,22

Observation : Le Klegecell est un produit synthétique dont l'aspect rappelle le caoutchouc mousse.

2.2.3.3. — *Absorption par résonateurs.*

1. Les résonateurs peuvent être constitués :

— soit par des *caissons parallélépipédiques* fixés au mur et percés sur leur face avant d'une ouverture circulaire ou carrée, faisant office de col : bien entendu, l'absorption est provoquée par une couche de produit poreux *très* absorbant (coton ou laine de verre) placé au fond du résonateur sur environ 1/2 à 2/3 de son épaisseur ; ces résonateurs fonctionnent de façon autonome indépendamment l'un de l'autre (fig. 26) ;

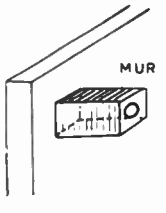


FIG. 26

— soit par la pose à quelques centimètres du mur d'une *cloison parfaitement rigide percée de trous* ; on peut alors admettre — non sans une certaine approximation — que chacun des trous constitue le col d'un résonateur, tous ceux-ci étant accolés et sans séparation ; bien entendu, l'absorption est provoquée par l'existence contre le mur, d'une couche aussi épaisse que possible de produit poreux très absorbant (fig. 27).

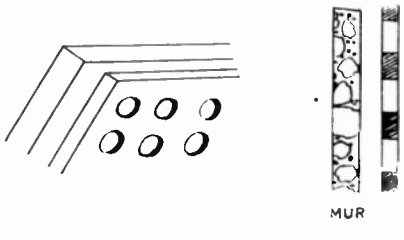


FIG. 27

2. M. J. BRILLOUIN a publié dans les cahiers du Centre Scientifique et Technique du Bâtiment de Janvier 1949 une très intéressante étude théorique sur les structures (rigides) à panneaux perforés.

Nous nous contenterons d'en résumer très brièvement les résultats : l'absorption dépend de l'*angle* d'incidence, de la *fréquence* d'incidence et des *paramètres caractéristiques* de la structure qui sont essentiellement : sa *résistivité acoustique*, sa *fréquence de résonance* et son *épaisseur*.

A retenir essentiellement :

a) L'*absorption moyenne* (ce que M. J. BRILLOUIN appelle en régime *diffus*) quand le son arrive sur le panneau sans direction privilégiée, croît avec la fréquence, passe par un maximum, décroît, passe par un minimum, croît de nouveau, passe par un second maximum, etc...

b) L'absorption moyenne due aux résonateurs *séparés* et nettement plus *élevée* et surtout *nettement plus régulière* que celle due à une paroi rigide perforée.

3. Les *résultats* obtenus par le Laboratoire d'Acoustique de la R.T.F. par des résonateurs de HELMHOLTZ remplis de laine de verre confirment très nettement les études théoriques de M. BRILLOUIN (fig. 28).

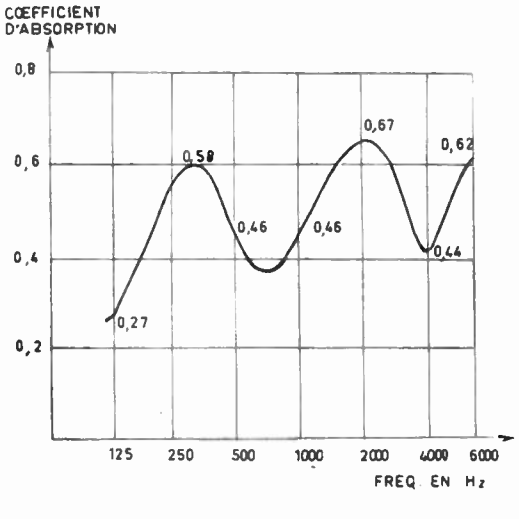


FIG. 14

2.2.3.4. — *Absorption par combinaisons de procédés élémentaires.*

1. Les produits poreux absorbent les fréquences aiguës ;

Les panneaux fléchissants absorbent les fréquences basses ;

Les résonateurs absorbent des fréquences sélectionnées dans toute la gamme acoustique.

2. On se rend compte qu'en combinant ces 3 procédés que nous appellerons « élémentaires », on peut obtenir telle ou telle courbe d'absorption en fonction de la fréquence que l'on désire.

Ces combinaisons peuvent être de 2 types différents. On peut :

— soit utiliser des panneaux « élémentaires » *indépendants* et répartis « au mieux » sur les parois ; on se rend compte facilement de la nécessité d'une alternance assez serrée pour éviter une hétérogénéité sonore de la salle ; ce procédé est d'ailleurs très fréquemment employé en pratique ;

— soit utiliser des *panneaux mixtes* absorbant le son par au moins 2 procédés élémentaires.

Exemples :

— les panneaux poreux posés sur fourrures et absorbant le son à la fois *par porosité* et *par flexion* ;

— les panneaux fléchissants percés de trous et absorbant le son à la fois par *flexion* et par *résonance* ;

— les panneaux poreux rigides percés de trous, très difficiles à réaliser en pratique ;

— les panneaux poreux fléchissants percés de trous et absorbant par conséquent le son par *porosité*, *flexion* et *résonance*.

3. Notons, pour terminer, l'emploi récent des *peaux tendues* comme panneaux fléchissants, que ces peaux soient naturelles (Salle de Conférence du Palais de l'Europe à Strasbourg) ou constituées par un matériau plastique (Studio de la R.T.F. à Marseille).

4. Notons aussi l'intérêt que présente l'absorption par résonateurs, pour l'ajustement final de la réverbération d'une salle : il suffit en effet de calculer *trop largement* l'absorption, puis de l'ajuster en bouchant autant de cols de résonateurs que de besoin.

2.2.4. — Mesures du temps de réverbération et du coefficient d'absorption.

0. Les physiciens modernes savent que les définitions n'ont de sens que s'il est possible de préciser les conditions dans lesquelles sont *mesurés* les objets définis.

C'est pourquoi, il est indispensable que nous disions un mot des mesures du temps de réverbération et du coefficient d'absorption.

1. Deux méthodes pour mesurer le temps de réverbération d'une salle :

a) Mesure du *temps* nécessaire pour que le niveau du son initial décroisse de 60 phones ; on met un garde-temps en marche au moment où le son commence à décroître ; ce garde-temps est automatiquement arrêté quand le niveau du son est abaissé de 60 phones. Il suffit de lire une durée.

b) *Tracé de la courbe de décroissance* avec le temps de l'énergie — ou mieux du niveau sonore.

Dans les 2 cas, il faut une chaîne de mesure composée d'un microphone recueillant l'énergie sonore, de son amplificateur et d'un voltmètre redresseur :

– à déclenchement pour le 1er procédé de mesure ;

— à enregistrement pour le second.

On obtient à la lecture une précision de l'ordre *de quelques centièmes de seconde.*

2. Deux méthodes pour mesurer le coefficient d'absorption d'un matériau.

a) La méthode du tube de Kundt : on obture l'extrémité d'un tube de Kundt suffisamment long (en pratique, dans les mesures précises, on utilise des batteries de tubes de Kundt de dimensions différentes, suivant la fréquence étudiée) par une plaque du matériau absorbant à étudier. A l'origine du même tube, un haut-parleur émet un son de fréquence déterminée. Il s'établit à l'intérieur de l'appareil un régime d'ondes quasi-stationnaires, présentant une alternance de quasi-nœuds et de quasi-ventres. A l'aide d'une sonde constituée par un microphone de toute petite dimension qu'on peut faire glisser dans l'axe du tube, on mesure, en utilisant un voltmètre redresseur, le rapport des énergies aux quasi-nœuds et aux quasi-ventres.

On en déduit le coefficient d'absorption. Pour éviter tous calculs, certains appareils donnent *par simple lecture* ledit coefficient d'absorption.

b) *La méthode de la chambre de réverbération* : après avoir mesuré le temps de réverbération T_0 d'une grande salle aussi réverbérante que possible (pour diminuer l'erreur relative), on revêt une surface S_1 des parois du matériau à mesurer. Le temps de réverbération prend une nouvelle valeur T_1 inférieure à la valeur précédente. Des 2 formules :

$$T_0 = \frac{0{,}07\ V}{S \log (1 - a)^{-1}}$$

et

$$T_1 = \frac{0{,}07\ V}{(S - S_1) \log (1 - a)^{-1} + S_1 \log (1 - a_1)^{-1}}$$

on déduit, ayant mesuré T_0 et T_1 :

a coefficient d'absorption des parois nues ;

a_1 coefficient d'absorption *cherché*.

Cette méthode de mesure se ramène finalement à celle d'un temps de réverbération (Voir § 2.91).

3. Les critiques concernant ces méthodes de mesure sont *très graves* et visent non seulement les erreurs matérielles, mais les *principes* mêmes de ces méthodes.

a) Les mesures de temps de réverbération ayant donné toutes chôses *paraissant* égales d'ailleurs, des résultats assez divergents, des études minutieuses doivent être entreprises pour déterminer quels sont les facteurs de la mesure qui sont susceptibles de provoquer ces divergences.

Elles proviennent :

1. De la *structure* de la chambre de réverbération — dimensions générales — formes — nature des parois.

2. Du *son* utilisé — on a essayé divers types de son :

— les sons de *fréquence pure* obtenus, par exemple, avec un hétérodyne ; après avoir éliminé cette méthode par crainte de la création dans la salle de nœuds et de ventres, ce qui aurait donné des résultats différents suivant la place du microphone, on s'est aperçu qu'en prenant quelques précautions simples, les sons de fréquence pure donnent des résultats aussi satisfaisants que d'autres ;

— les sons de *fréquence modulée* (dits généralement *sons ululés*), permettent d'éviter précisément les nœuds et les ventres dus aux fréquences pures ;

— les *bruits blancs*, représentés en principe par un spectre continu horizontal (fig. 29) dans toute

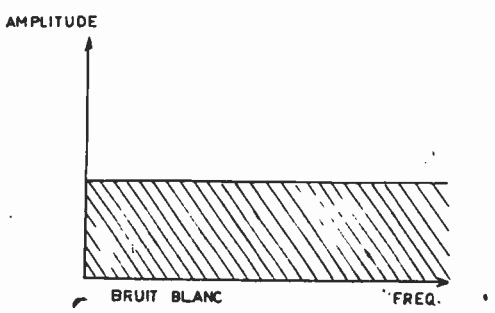


FIG. 29

la bande des fréquences audibles, la sélection des fréquences se faisant par filtrage sur la chaîne de réception ; en général on procède par bandes de 1/3 d'octave.

Les bruits blancs sont :

— soit les *bruits de fond* de lampes à vide (lampes au néon par exemple), convenablement amplifiés.

— soit le choc d'un appareil en forme de mâchoire qui se referme brusquement *(claquoir)*.

3. *De l'homogénéité de la répartition sonore à l'intérieur de la salle.*

On l'accentue en posant haut-parleurs et microphones sur des appareils *rotatifs* (ce qui permet d'utiliser sans danger les fréquences pures et rend en outre la mesure indépendante de la position des H.P. et du microphone).

Avec le claquoir une telle méthode n'est pas possible : on procède donc à une série d'essais en provoquant le son en plusieurs points de la salle ; bien entendu, le microphone peut toujours être mobile.

4. De l'*intensité du son* : ce facteur est particulièrement important, car il met en cause l'existence même des formules de SABINE, d'EYRING ou de MILLINGTON, toutes basées sur le principe fondamental que l'*absorption est indépendante de l'intensité sonore.*

Il semble qu'il n'en soit pas ainsi aux niveaux *très élevés* où apparaît une nette distorsion ; néanmoins, aux niveaux pratiques, la constance de l'absorption est à peu près respectée.

5. *De la surface totale occupée par les matériaux absorbants et de leur disposition sur les parois* : les essais récemment effectués par M. LAMORAL au Laboratoire d'Acoustique de la R.T.F. mettent en évidence des *divergences très nettes* suivant que la surface de matériaux absorbants utilisés est plus ou moins importante et aussi suivant que ces matériaux sont constitués par un seul panneau continu ou par un nombre plus ou moins grand de panneaux plus ou moins petits.

Il semble que l'*intervention de panneaux plus petits ne modifie pratiquement pas l'absorption aux fréquences basses*, mais *l'augmente* très sensiblement *aux fréquences aiguës* (c'est ainsi que le coefficient d'absorption calculé par la formule de SABINE peut passer de 0,6 à 0,8 ou de 0,8 à 1, ce qui est loin d'être négligeable). On peut expliquer ce phénomène par la multiplication des *bords* des panneaux, dont le comportement acoustique est très différent de celui des zones plates, et dont par ailleurs la surface relative est loin d'être négligeable quand on utilise de petits panneaux (un panneau carré de 50 cm de côté et de 5 cm d'épaisseur a une surface de bords de 1 000 cm² contre 2 500 cm² pour celle du panneau — soit 40 %).

Il est donc indispensable de tenir compte de ces variations d'absorption quand on détermine le revêtement d'une salle.

b) La méthode du tube et la méthode de la chambre de réverbération pour mesurer les coefficients d'absorption *donnent des résultats peu comparables.*

On explique ces divergences en faisant remarquer :

1. Que dans la méthode du tube, les ondes sonores tombent perpendiculairement sur le panneau, alors que dans une chambre de réverbération, il y a *répartition diffuse.*

2. Que les systèmes de fixation du panneau à l'extrémité d'un tube ou sur les murs d'une chambre de réverbération sont très différents.

3. Que les bords du panneau n'interviennent pas dans le cas du tube.

4. Qu'en pratique, les surfaces de panneaux utilisées sont beaucoup plus importantes, en chambre de réverbération qu'en tube.

Ces « explications » — sauf peut-être la première qui a fait l'objet de certaines justifications par le calcul — ont un caractère trop qualitatif pour être parfaitement satisfaisantes à l'esprit.

Il faut bien le dire : en 1956, on n'a pas encore une notion très *précise* de ce qu'est l'absorption du son (à la réflexion). On utilise au mieux les chiffres assez divergents que l'on trouve, ce qui n'exclut pas un certain tâtonnement : on essaie de l'éviter par des *tentatives de normalisation des méthodes de mesure* qui sont actuellement en cours.

Encore faut-il s'assurer que cette normalisation donnera des résultats à la fois parfaitement cohérents et utilisables.

2.2.5. — Lois de Sabine.

Les lois de Sabine, souvent présentées comme des conséquences des formules de Sabine, découlent en fait uniquement de l'hypothèse de l'équi-répartition de l'énergie sonore, à un instant donné, en tous les points de la salle. Leur validité est donc fonction de la validité de cette hypothèse qui n'est convenablement vérifiée que pour les salles de pas trop grandes dimensions. Elles s'énoncent ainsi :

1re *loi.* — Le taux de décroissance du son est le même en tous les points d'un auditorium.

2e *loi.* — Le taux de décroissance du son ne dépend pas de la position de la source.

3e *loi.* — L'effet d'un absorbant sur le temps de réverbération est indépendant de sa position sur les parois de la salle.

Même dans le cas des salles moyennes, ces lois ne sont pas valables au voisinage immédiat des points « critiques » de réflexion.

On a donc intérêt :

— d'une part à ne pas placer les musiciens trop près des auditeurs ;

— d'autre part à ne pas placer les auditeurs trop près des murs.

2.3. — Les grandes salles.

2.3.1. — Défauts propres aux grandes salles.

1. Dès que les dimensions d'un auditorium dépassent une certaine valeur, ni les formules, ni les lois de Sabine ne sont applicables, du fait de l'absence d'homogénéité dans la répartition du son.

Gustave Lyon semble être le premier à avoir eu l'idée (vers 1903), d'attribuer cette hétérogénéité *apparente* de la salle à l'influence respective du son direct et des sons réfléchis sur le niveau sonore total que perçoit l'oreille.

Des études qu'il a faites sur des champs de neige fraîche (donc absorbante) ou de glace (réfléchissante) et sur des lacs (réfléchissants), il a tiré les conclusions suivantes :

a) Le son direct n'est perceptible qu'*à une distance extrêmement courte.*

C'est dû au fait que l'onde est sphérique, donc que l'énergie transportée varie en raison inverse du *carré* de la distance.

Si un son a un niveau de 60 phones à 1 m de la source, à 10 m le niveau sera 40 phones et à 100 mètres 20 phones.

La diminution de niveau est donc proportionnelle au logarithme de la distance à la source : un son très puissant sera (relativement) perceptible beaucoup plus loin qu'un son faible.

b) Les ondes réfléchies par les obstacles (en plein air) ou par les murs, plafond, plancher (d'un auditorium) entrent donc pour beaucoup dans la composition du son, en un point qui n'est *pas à proximité immédiate* de la source sonore.

Cette remarque permet de comprendre pourquoi *un studio très étouffé* (tel qu'on les concevait vers 1930) conduit à des résultats désastreux : la suppression quasi-totale des ondes réfléchies donne à l'onde directe une importance primordiale : *la place relative des musiciens par rapport au microphone doit donc être fixée ne varietur.*

D'où :

a) Absence de souplesse pour placer les exécutants,

b) Pour éviter un tassement des musiciens, nécessité de plusieurs prises de son simultanées, ce qui, particulièrement quand le nombre d'exécutants est petit, détruit l'équilibre de l'ensemble ;

c) Impression très désagréable de sécheresse ressentie par les auditeurs.

2. Il est donc *indispensable* de conserver dans une salle des ondes réfléchies. Mais ces ondes parvenant à l'oreille *après* l'onde directe, il se peut que l'auditeur perçoive *distinctement* le son dû à l'onde directe et le son dû à l'onde réfléchie ; il se produit alors un *phénomène d'écho.*

C'est la persistance des impressions auditives sur le tympan qui limite ce phénomène d'écho.

La durée de cette persistance a été mesurée par G. Lyon en haute montagne (à l'abri des perturbations phoniques) : elle a été trouvée comprise entre 1/10 et 1/15 de seconde, ce qui correspond à des trajets sonores variant de 22 à 33 mètres.

D'où le :

Règle de Gustave Lyon. Pour éviter l'écho dû à une onde réfléchie, il faut et il suffit que la différence des trajets de l'onde directe et de l'onde réfléchie soit inférieure à une longueur qui, suivant la nature du son, peut varier de 22 à 33 m.

Le chiffre de 33 m est un cas extrême qui s'applique aux sons secs, tels que ceux qui peuvent être donnés par la batterie d'orchestre.

G. Lyon a ainsi précisé la notion de *grande* salle : il appelle ainsi toute salle dont une des dimensions

au moins est *supérieure* à 11 mètres - - une salle donc qui présente des *risques d'écho.*

3. La règle de G. Lyon est une base utile, mais insuffisante.

Elle ne tient compte que des *échos francs*, perceptibles à l'oreille sous forme de 2 sons nettement distincts. Mais entre l'écho franc et l'absence totale de trouble dû à l'arrivée d'un son réfléchi, il y a toute une gamme de transitions qui ont fait l'objet d'études sérieuses en Angleterre et en Allemagne notamment.

Le caractère de *gêne auditive* due à l'écho dépend :

a) Du *niveau relatif* de l'écho par rapport au son direct ;

b) De l'*écart de temps* qui sépare l'écho du son direct ;

c) Du niveau de l'ambiance sonore (ou du fond sonore).

Hass a démontré que :

— Dans le cas d'un son continu, une onde réfléchie retardée de *moins de* 35 *millisecondes* est masquée par le son direct tant que le niveau de cette onde réfléchie ne dépasse pas de *plus de* 8 *décibels* le niveau du son direct ;

— *au-delà de* 40 *millisecondes*, on éprouve une gêne d'autant plus marquée :

que le décalage est plus fort ;

que le son réfléchi est plus intense.

Hass a tracé des *courbes de gêne* établies statistiquement. (fig. 30).

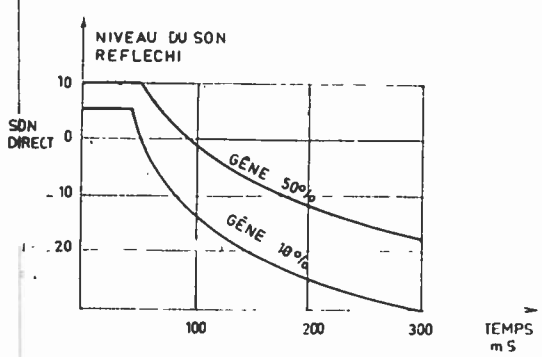


Fig. 30

Si une onde réfléchie décalée de X millisecondes a un niveau inférieur à l'ordonnée correspondante de la courbe 10 %, *elle n'est pas gênante.*

Si son niveau est compris entre les ordonnées des courbes 10 % et 50 % ; elle est *gênante* ; si son niveau dépasse l'ordonnée de la courbe 50 %, il y a *défaut acoustique manifeste.*

Il est évident que, plus il y a de grandes réflexions importantes, plus cette condition (à laquelle on donne parfois le nom de critère de Hass) est difficile à tenir : ce critère permet donc également de donner une idée de ce qu'on peut appeler « grande salle ».

4. Les salles, dans lesquelles on a évité des échos, peuvent présenter des défauts dus à des phénomènes particuliers gênants pour l'auditeur :

a) Il peut arriver que, par une succession de réflexions sur 2 cloisons opposées *parallèles* (plancher et plafond par exemple), l'oreille perçoive une *sensation désagréable*, bien que l'écart de temps entre le son direct et le son réfléchi soit très inférieur à 40 millisecondes. Cette sensation est due essentiellement à un phénomène du type « onde stationnaire » qui se produit entre les 2 parois.

Ce phénomène porte le nom d'*écho flottant* (flutter-echo).

Ni la règle de Gustave Lyon, ni le critère de Hass ne permettent de le déceler. Pour l'éviter, il faut :

— soit renoncer à utiliser des parois parallèles (forme *trapézoïdale* courante des auditoria) ;

— soit, s'il est impossible de le faire, revêtir l'une des parois d'un *absorbant très énergique.*

b) L'optique géométrique permet de prévoir que, s'il existe devant une source lumineuse, un réflecteur sphérique concave, les rayons issus de cette source ont tendance à *se concentrer* après réflexion en un point dit *point-image* de la source.

Il en est de même en acoustique : la présence d'éléments de parois *concaves*, *sphériques* ou *à peu près sphériques*, en créant une image de la source, va provoquer des *effets de concentration* sonores, en des points qui varient d'ailleurs avec la position de cette source.

Si celle-ci est étendue (cas des orchestres, par exemple), les zones de concentration sont très vastes.

C'est un des premiers principes de l'acoustique des grandes salles que d'éviter les *foyers sonores* en prohibant de façon absolue les surfaces concaves de faibles rayons et de façon générale toutes les surfaces susceptibles de donner des points images de la source.

2.3.2. — Étude géométrique des grandes salles. — Essais sur maquettes.

1. L'étude géométrique des salles a été utilisée tout d'abord par Gustave Lyon, à qui on peut reprocher de l'avoir appliquée d'une façon excessive, de lui avoir attribué en quelque sorte une vertu d'universalité qu'elle est loin de posséder.

Son but peut être double :

— déterminer la disposition et éventuellement la forme des parois, ainsi que la position des produits absorbants, pour éviter les défauts dus à l'hétérogénéité acoustique, tels que : échos — foyers — échos-flottants, etc...

— procéder à la même détermination pour obtenir une écoute particulièrement favorable dans les zones *utiles* de l'auditorium (autrement dit : *diriger* la réverbération).

On sait que la salle Pleyel a été primitivement calculée par Gustave LYON, dans ce double esprit : le résultat a été décevant.

Sans doute s'agissait-il d'une tentative très hardie, avec les connaissances dont on disposait à l'époque. Peut-être aujourd'hui serait-on capable d'obtenir des résultats plus satisfaisants. Mais on ne s'y emploie pas à fond : l'étude géométrique des salles ne sert *pratiquement qu'à éviter les défauts.*

2. Il faut signaler, à ce sujet, la méthode extrêmement efficace dite des *maquettes* mise au point dans divers Laboratoires, et notamment au Laboratoire d'Acoustique de la R.T.F. par M. LAMORAL.

On substitue au calcul une expérimentation sur modèle réduit au 1/20 ou au 1/30 suivant les cas : une source *ultrasonore* susceptible de donner des fréquences 20 ou 30 fois plus élevées que les fréquences acoustiques est placée à l'endroit où se trouvent normalement les musiciens ou les conférenciers. Un microphone-miniature branché à un oscillographe recueille l'ultrason produit en divers points de la salle.

Il est alors très facile de déceler sur l'écran, les emplacements « acoustiquement dangereux ». En déplaçant sur les parois un petit morceau de produit absorbant, on peut alors repérer les zones qui sont à l'origine des défauts constatés.

Cette méthode de mise en œuvre très simple — la plus grosse difficulté réside dans la recherche du matériel d'essai — possède de sérieux avantages sur les méthodes géométriques classiques :

— elle est beaucoup plus *rapide* ;

— elle est plus complète, car elle utilise le *volume* de la salle, et non des *coupes* dont le nombre risque d'être toujours insuffisant, et le choix parfois malheureux ;

— elle permet enfin de déceler non seulement les *effets francs*, mais de se faire une idée précise sur le comportement acoustique exact de la salle en chacun de ses points.

La confrontation des essais sur maquettes et des essais grandeur nature effectués au Grand Studio de la R.T.F. à Marseille a permis d'apprécier la valeur des prévisions qui pouvaient être faites, à l'aide de cette très ingénieuse méthode.

2.3.3. — EXTENSION DE LA NOTION DE TEMPS DE RÉVERBÉRATION AUX GRANDES SALLES.

0. La plus sérieuse critique que l'on puisse faire aux procédés géométriques « purs » est de négliger l'*effet de réverbération.*

Or, si celui-ci ne peut être calculée avec la même précision que dans le cas des salles moyennes, il n'en existe pas moins et joue même un rôle important.

1. Des essais concordants sur la détermination en un point d'une salle de la courbe de décroissance du son établie dans les mêmes conditions que l'avait fait SABINE, ont donné les résultats suivants (fig. 31):

a) Le son ne commence pas à décroître au moment de l'arrêt de la source, comme dans le cas des salles de dimensions plus petites : il persiste à son niveau initial pendant un instant dont la durée dépend à la fois de la position du point expérimenté et des dimensions de la salle (position AB).

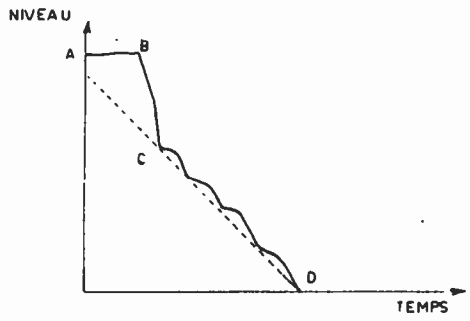


FIG. 31

b) A cette zone de quasi-stabilité succède une brusque chute de niveau ; de plusieurs décibels en général (position BC).

c) Enfin on retrouve une courbe de décroissance sensiblement linéaire comme pour les salles moyennes.

En somme, l'*effet de grande salle* n'apparaît qu'au début de l'expérience ; ceci se conçoit sans peine, car après peu de réflexions, les rayons sonores sont — sauf cas exceptionnels — suffisamment amortis pour se fondre dans une ambiance qui décroît à peu près régulièrement.

On peut donc parler sans commettre d'*erreur de principe* du *temps de réverbération d'une grande salle.* On peut même essayer de le calculer et la formule de MILLINGTON étend son domaine d'application très au-delà des salles moyennes.

2.3.4. — ELÉMENTS INTERVENANT DANS L'ÉTUDE D'UNE GRANDE SALLE.

Mais la connaissance du temps de réverbération en un point ne suffit pas plus à déterminer la qualité d'une grande salle que des épures géométriques.
Ce sont des facteurs qui se complètent et dont le rôle n'est pas encore très exactement déterminé.

De façon générale, l'étude d'une grande salle conduit à faire intervenir les éléments suivants :

— Détermination du temps de réverbération par la formule de MILLINGTON ;

— Evaluation de la *dispersion* dans l'espace de ce temps de réverbération, cette dispersion due aux dimensions de la salle, ne peut être évitée ; elle semble pouvoir être assez largement tolérée ;

— Détermination de la durée pendant laquelle l'énergie sonore en un point d'une salle paraît rester constante, et de l'importance de la chute de niveau qui lui succède, ce dernier élément n'est pas sans rapport avec l'existence de certains échos ;

— Forme de la courbe de réverbération qui est

beaucoup moins régulière que dans le cas des petites ou moyennes salles ;

— Emplacements des foyers ou des zones d'échos, déterminés soit par des procédés graphiques, soit mieux sur maquettes.

On conçoit donc que l'étude des grandes salles soit assez complexe et *ne puisse se faire valablement sans matériel d'étude ou d'essai approprié.*

2.4. — Les petites salles.

2.4.0. — Les résultats donnés par la méthode statistique de d'ALEMBERT n'apportent aucun élément neuf, quand les dimensions de la salle sont *petites.* Tout au plus, permettent-ils d'indiquer que, dans ce cas, le mélange sonore est plus homogène et par conséquent la salle est, en principe, meilleure.

Or, pour les petites salles, apparaissent des phénomènes particuliers que seule peut expliquer la méthode de BERNOUILLI ; cette méthode explique également certains résultats sur les grandes salles incompréhensibles, si l'on s'attache au point de vue strictement statistique.

2.4.1. — PROPAGATION DU SON DANS UNE SALLE PARALLÉLÉPIPÉDIQUE RÉFLÉCHISSANTE.

0. Rappelons l'équation générale de propagation du son dans l'espace, équation du potentiel des vitesses :

$$\Delta\Phi = \frac{1}{\Omega^2} \cdot \frac{\partial^2\Phi}{\partial t^2}$$

et cherchons les solutions de la forme :

$$\Phi\,(xyzt) = \Psi\,(xyz)\,e^{\gamma t}$$

1. *Intégrale générale.*

Il est facile de voir que $\Psi\,(xyz)$ est la solution de l'équation aux dérivées partielles

$$\Delta\Psi - \frac{\gamma^2}{\Omega^2}\Psi = 0$$

Cette équation est satisfaite pour toute fonction de la forme :

$$\Psi = e^{\frac{\gamma}{\Omega}(\pm ax \pm by \pm cz)}$$

pourvu que $a^2 + b^2 + c^2 = 1$

La détermination des constantes $a\ b\ c$ ne peut se faire que si l'on connaît les conditions aux limites du mouvement.

2. *Conditions aux limites.*

On suppose que l'onde se propage dans une salle parallélépipédique de dimensions $l\,m\,n$ parallèles aux axes (fig. 32).

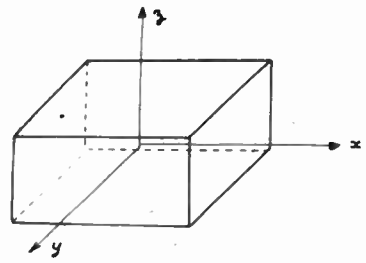


FIG. 32

La *condition aux limites la plus générale* s'obtient en exprimant qu'en un point *quelconque* de la paroi $(\alpha\ \beta\ \gamma)$, l'onde trouve un obstacle d'impédance Z $(\alpha\ \beta\ \gamma)$.

Comme, d'après un résultat connu :

$$\left\{\begin{array}{l} p = -\rho\,\dfrac{\partial\Phi}{\partial t} \\ \\ \overline{v} = \text{grad}\,\Phi \end{array}\right.$$

il est indispensable pour exprimer la condition aux limites de *connaître le comportement de l'onde au voisinage des parois.*

C'est un problème *très difficile* qui n'a fait encore l'objet que d'études partielles, sur lesquelles nous n'insisterons pas.

Remarquons simplement que les résultats obtenus en supposant que Z est caractéristique de la paroi n'ont pas été confirmés par l'expérience.

Les études récentes de MONNA sur les matériaux poreux indiquent que Z dépend *non seulement* des caractéristiques propres de la paroi, mais également de l'*angle d'incidence* des ondes sonores, ce qui ne simplifie pas le calcul.

3. Nous nous contenterons d'examiner le cas *très particulier* où il n'y a *aucune absorption*, c'est-à-dire où Z *est infini*, quel que soit l'angle d'incidence.

En considérant successivement les ondes parallèles à Ox, à Oy et à Oz, en remarquant que, en l'absence d'absorption, il n'y a *pas d'amortissement*, donc que l'on peut écrire $\gamma = j\omega$, un calcul classique nous montre que la compatibilité des équations impose que ω soit liée aux dimensions de la salle par la formule :

$$\omega^2 = \pi^2\Omega^2\left[\frac{A^2}{l^2} + \frac{B^2}{m^2} + \frac{C^2}{n^2}\right]$$

ou :

$$f = \frac{\Omega}{2}\sqrt{\frac{A^2}{l^2} + \frac{B^2}{m^2} + \frac{C^2}{n^2}}$$

A B C étant trois nombres entiers quelconques.

On retrouve un résultat déjà rencontré pour les milieux à 1 ou 2 dimensions :

Il y a pour une salle parallélépipédique une infinité d'états de vibrations, chacun correspondant à une fréquence bien déterminée, dite *fréquence propre* ou mieux *partiel* de la salle.

4. Le nombre des états de vibration possibles peut se calculer sans difficulté. On trouve des *chiffres très élevés*.

Exemples : Salle de 100 m³

Au-dessous de 200 hertz : 144 états de vibration possibles.

Entre 1 000 et 1 200 hertz : 7 320 états de vibration possibles.

Salle de 1 000 m³

Au-dessous de 200 hertz : 1 200.

Entre 1 000 et 1 200 hertz : 71 200.

Plus la salle est grande, plus le nombre de partiels est élevé.

Dans quelles conditions se produisent ces partiels ? C'est un point délicat à déterminer.

L'expérience classique des salles montre que lorsque l'on a joué une note de musique et qu'on arrête la source de son, l'oreille continue à percevoir pendant la durée de la réverbération un son de *même hauteur*.

Le partiel excité correspond donc sensiblement à la note jouée : c'est possible *en général*, en raison du nombre considérable de partiels existant.

5. Mais — et c'est là qu'intervient la notion de petite salle — il existe des cas où ce résultat est en défaut : c'est quand l'écart des partiels est relativement grand, ce qui se produit *dans les salles de petites dimensions* et aux *fréquences basses*.

Exemple. Dans une salle de 100 m³, il y a une quinzaine de fréquences propres inférieures à 100 hertz. Ces fréquences sont réparties ainsi :

27,5 – 36,6 – 46 – 55 – 61,5 – 66 – 71,5 – 73,5

77,5 – 78,5 – 82,5 – 86 – 90,2 – 91,5 – 95,5 – 99.

ce qui met en évidence de véritables *trous de fréquence* qui peuvent atteindre jusqu'à 9 hertz.

Une telle salle répond mal à une excitation grave : au lieu de se prolonger à la même hauteur, un son musical interrompu paraît au contraire *se décaler brusquement* de sorte que l'oreille perçoit nettement le partiel qui caractérise la salle et non plus la prolongation artificielle du son initial.

On conçoit le grave inconvénient que peut présenter un tel comportement qui apparaît de façon frappante dans un certain nombre de cas, tels que :

— chambres d'échos de petites dimensions ;

— petits studios de speaker (son de tonneau)

6. Lorsque les parois d'une salle sont *absorbantes*, il est facile de calculer :

— d'une part les fréquences propres de la salle : sont *très voisines* des fréquences propres de la salle non amortie (ce qui permet d'appliquer aux salles usuelles les résultats trouvés au paragraphe précédent) ;

— d'autre part le *taux d'amortissement du son*.

Nous donnerons, sans calcul, les résultats essentiels :

a) Le coefficient d'amortissement K peut être, à partir des équations de propagation du son, et des conditions aux limites, déterminé en fonction des coefficients d'absorption des parois.

Si $\alpha\ (\theta_i)$ *est le coefficient d'absorption sous l'angle* θ_i, on trouve

$$K = -\frac{\Omega}{4V} \cdot \Sigma\ S_i\ (2 \cos \theta_i)\ \log\ [1 - \alpha\ (\theta_i)]$$

On reconnaît la *formule de Millington*, à condition d'adopter comme valeur probable de l'angle d'incidence $\boxed{\theta_i = 60^\circ}$

Résultat dont il est inutile de souligner l'*importance*.

b) L'effet d'amortissement nous conduit à distinguer, dans les partiels d'une salle, 3 groupes distincts :

1. *les partiels axiaux*. — correspondant à des ondes se propageant suivant les axes de la salle (dans la formule générale des partiels, ceux-ci correspondent au fait que 2 des nombres A B C sont nuls) ;

2. *les partiels tangentiels*. — correspondant à des ondes se propageant parallèlement aux parois (1 des nombres A B C est nul) ;

3. *les partiels obliques*, quelconques.

Or, on démontre que les taux d'amortissement des partiels axiaux sont plus faibles que ceux des partiels tangentiels, eux-mêmes plus faibles que ceux des partiels obliques.

Il en résulte que si plusieurs partiels sont excités simultanément par un son, certains d'entre eux paraîtront durer plus que d'autres et être *prédominants*.

C'est ainsi que dans une salle de 100 m³, sur quinze partiels de fréquences inférieures à 100 hertz, il n'y en a que 5 correspondant à des partiels axiaux :

27,5 – 36,6 – 55 – 73,5 et 82, 5.

D'autre part, le partiel 55 est obtenu par 2 combinaisons des 3 nombres A B C, alors que les autres ne sont données que par une seule.

Pour ces diverses raisons, on conçoit que, dans beaucoup de cas l'oreille perçoive la fréquence 55 à l'exclusion de toute autre : on dit alors, incorrectement d'ailleurs, que *la salle a une note de résonance*.

Cette note est particulièrement sensible dans les salles d'écho où l'amortissement général est faible.

2.4.2. — Forme des salles. — Critère de Bolt.

On peut démontrer que, dans une salle quelconque, l'équation de propagation du son ne comporte de solution possible que pour une suite de valeurs discrètes de ω : il y a donc *toujours des partiels*, et en nombre très grand — sauf pour les salles petites et les fréquences basses.

Les résultats trouvés ci-dessus restent donc *valables*.

Il faut noter toutefois :

a) que pour des salles de *formes régulières* (parallélépipédiques, tunnels, salles voûtées, dômes, etc...), le taux de décroissance de certains partiels peut présenter certaines anomalies, c'est ainsi que l'*effet des matériaux absorbants est beaucoup moins efficace sur les surfaces concaves que sur les surfaces planes* ;

b) qu'au contraire, pour des salles de *formes irrégulières*, le taux de décroissance est, du fait de la forme, à peu près le même quel que soit le partiel.

On a donc intérêt à utiliser des formes irrégulières de préférence aux formes régulières.

Bolt a tenté d'exprimer par le calcul, dans le cas d'une salle parallélépipédique, le critère d'irrégularité d'une salle.

Le résultat auquel il est arrivé n'est pas convaincant et nous n'insisterons pas.

2.5. — Qualités d'une bonne salle.

2.5.0. — L'objet de ce chapitre est de définir non plus les propriétés *objectives* d'une salle donnée, comme nous l'avons fait jusqu'ici, mais de déterminer les conditions dans lesquelles une salle est considérée subjectivement comme *bonne* par les auditeurs et les exécutants.

2.5.1. — Temps de réverbération optimum.

Sa détermination résulte des observations faites dans des salles considérées comme bonnes. On l'évalue d'abord à une fréquence moyenne (500 hertz). On remarque :

a) que le temps optimum augmente avec le volume — mais assez lentement ;

b) que le temps optimum est plus faible pour la parole que pour la musique ;

c) qu'il varie avec le genre de musique et est particulièrement élevé pour la musique d'orgue ou la musique à rythme lent (églises).

Différents auteurs ont donné des formules exprimant la variation de ce temps optimum avec le volume.

Nous avons pu vérifier (en 1937) que les bonnes salles répondaient très sensiblement aux lois suivantes remarquables par leur simplicité :

— pour les églises : $T_{opt} = \frac{1}{10} V^{1/3}$

— pour les salles de concert : $T_{opt} = \frac{9}{100} V^{1/3}$

— pour les théâtres et les salles de conférences :

$$T_{opt} = \frac{7{,}5}{100} V^{1/3}$$

Ces formules présentent en outre un gros *intérêt théorique*.

Si l'on applique à une bonne salle la formule de Sabine :

$$T = \frac{0{,}16\ V}{a\ S},$$

en remplaçant T par T_{opt}, on trouve :

$$a_{opt} = \frac{16}{9} \cdot \frac{V^{2/3}}{S}$$

Or, pour des salles régulières $\frac{V^{2/3}}{S}$ est sensiblement constant et voisin de 1/6.

On en déduit $\boxed{a_{opt} = 0{,}3}$

L'absorption optimum d'une salle est à peu près constante et voisine de 30 %.

L'oreille est donc *sensible*, non pas à la réverbération, comme on pouvait le supposer, mais à l'absorption ; aucune explication de cette curieuse et remarquable propriété n'a été donnée.

2.5.2. — Variation du temps de réverbération avec la fréquence.

Tous les acousticiens ne sont pas d'accord sur la forme à donner à la courbe « temps de réverbération – fréquence » d'une salle.

D'une façon générale, on peut estimer qu'une courbe *aussi droite que possible*, exprimant qu'une salle a un temps de réverbération à peu près indépendant de la fréquence, est dans tous les cas satisfaisante.

Quelques corrections peuvent être apportées pour certains cas particuliers :

— dans les studios de parole, généralement petits, on a intérêt à augmenter l'amortissement des graves ;

— dans les studios de *musique légère et de jazz* où les instruments percutants et les cuivres sont nombreux, on a intérêt à augmenter l'amortissement des aiguës ;

— dans les grands studios de *musique symphonique*, les Américains préconisent une diminution de l'amortissement des graves d'autant plus importante que la salle est plus grande (fig. 33).

Pour les auditoria de 30 000 m³, on peut ainsi multiplier par 1,5 le temps de réverbération aux fréquences inférieures à 200 hertz.

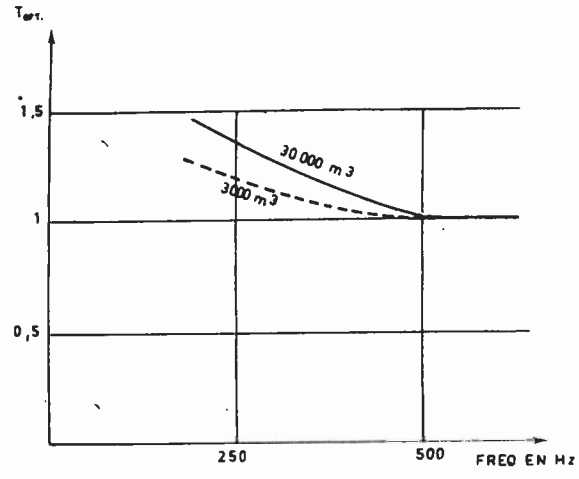


FIG. 19

2.5.3. — NOMBRE FAVORABLE D'AUDITEURS ET D'EXÉCUTANTS.

C'est l'expérience des bonnes salles qui permet de déterminer approximativement le nombre le plus favorable d'*auditeurs*.

La formule $N = 3\ V^{2/3}$

donne une idée de ce nombre en fonction du volume.

Soit : pour 1 000 m³ ——— 300 auditeurs
8 000 m³ ——— 1 200 auditeurs
27 000 m³ ——— 2 700 auditeurs

Il convient de noter que : par leurs vêtements, les auditeurs apportent une absorption moyenne qui dépasse 50 %. Il est utile de prévoir des sièges *absorbants*, calculés de façon telle qu'en l'absence d'une partie du public, la réverbération de la salle ne soit pas trop modifiée.

Quant au nombre des exécutants, il est déterminé en fonction du volume par la formule :

$$n = \frac{V\text{m}^3}{50\ \text{m}^3}$$

Mais cette formule est encore plus approximative que la précédente : le nombre optimum des exécutants dépend beaucoup des qualités acoustiques de la salle.

Il est recommandé de *ne pas descendre au-dessous de 25 m³ par musicien.*

Adopter 50 m³ constitue une honorable moyenne.

Mais on peut, sans danger et souvent, dans de bonnes conditions, atteindre 75 m³ et même parfois 100 m³.

2.5.4. — CRITÈRE DE BONNE DÉFINITION DE LA MUSIQUE.

Un trop petit nombre de musiciens dans une grande salle ne gêne en rien la musicalité de l'exécution, mais a tendance — comme un temps de réverbération trop élevé — à empêcher la reconnaissance facile des différents instruments intervenant dans l'exécution.

On ressent à l'écoute une espèce de *confusion générale*, pas désagréable à l'oreille, mais pénible au spécialiste porté à essayer d'apprécier le jeu de chacune des parties : on dit qu'il y a « mauvaise définition » de la Musique.

Cette définition paraît liée au rapport :

$$O = \frac{E_R}{E_D}$$

(E_R énergie réverbérée ; E_D énergie directe)

Comme à la distance d de la source

$$E_D = \frac{P}{4\pi\Omega} \cdot \frac{1}{d^2} \quad (P \text{ puissance de la source}).$$

et que $$E_R = \frac{4\,P}{a\,S\Omega}$$

(formule facile à trouver en cherchant la limite de la densité d'énergie dans une salle alimentée par une puissance sonore constante P).

On en tire $$\boxed{O = 100\,\pi \cdot \frac{Tr\ d^2}{V}}$$

qui permet de calculer O à toute distance de la source.

Il est *important*, pour que la définition de la musique soit bonne, qu'en tout point utile de la salle :

$$\boxed{O \leqslant 15}$$

Remarque. — Si l'on veut étendre la zone de bonne définition, on peut augmenter artificiellement E_D en disposant, quand c'est possible, autour de la source des *panneaux réfléchissants* convenablement orientés, dont le rôle est de renforcer apparemment le son direct.

2.5.5. — QUALITÉS D'UNE SALLE DU POINT DE VUE DE L'EXÉCUTANT.

L'expérience donne enfin les qualités qu'exige l'exécutant (orateur ou chanteur) — pour que la production soit aussi facile que possible. Les expériences de HUSSON conduisent aux résultats suivants:

Si $T < 0{,}5$ s, la phonation est pénible et fatigante (gêne maxima en air libre T voisin de 0) ;

Si $0{,}5 < T < 1$ s, la fatigue n'est excessive que pour un effort prolongé ;

Si $1 < T < 2$ s, la gêne est légère ;

Si $2 < T < 4$ s, la phonation est facile, le chanteur « sent sa voix ».

Ces chiffres sont assez différents de ceux qui correspondent à une bonne audition pour le public.

Pour résoudre cette contradiction, on joue sur la réverbération *locale* en rendant plus particulièrement réfléchissante la zone où se tient l'orateur ou le chanteur : ceci explique en particulier l'intérêt des décors *en dur* (contreplaqué par ex.) par rapport aux décors en toile.

2.5.6. — Insuffisance du critère de Sabine. — Recherches nouvelles.

Sabine pensait trouver dans *le temps de réverbération*, le seul critère de qualité d'une salle, ou tout au moins le critère essentiel.

Lyon a montré qu'il fallait en outre supprimer les échos et que c'était un *autre* problème.

Actuellement, on admet que ces deux éléments, malgré leur importance ne suffisent pas à définir les propriétés acoustiques d'une salle, On admet aussi, et c'est une simple hypothèse, que l'on peut, traduire en chiffre un certain nombre d'autres éléments qui paraissent, à première vue, assez subjectifs. Des recherches importantes se poursuivent pour les déterminer, et il paraît certain que les prochaines années apporteront en Acoustique architecturale des changements assez importants.

ASPECT ACOUSTIQUE DE L'ÉTUDE DES GRANDS AUDITORIA

PAR

R. LAMORAL

Ingénieur-docteur, Ingénieur des Télécommunications

Lorsque l'on se trouve en présence d'une grande salle, c'est-à-dire d'un volume égal ou supérieur à 3 000 m³, l'acousticien doit résoudre plusieurs problèmes acoustiques distincts, certains d'entre eux étant parfois passés sous silence. Il est hors de doute qu'une étude approfondie est nécessaire et pour s'en persuader il n'est que de visiter certaines salles de cinéma existantes et, ce qui est plus grave, de concerts ou de conférences.

Essayons donc de passer en revue les différents points à étudier particulièrement.

I. — Recherche du temps de réverbération optima.

Etant donnée une salle d'un volume déterminé et d'une utilisation bien définie, il existe des tables fournissant le temps de réverbération optimum à réaliser.

Le volume, la surface des parois et les coefficients d'absorption des divers matériaux de revêtement sont reliés ensemble par les formules de SABINE, EYRING et MILLINGTON bien connues des acousticiens.

Cette partie de l'étude est donc assez banale, cependant quelques remarques peuvent être formulées à ce sujet :

— Les temps de réverbération « optima » varient assez considérablement d'un auteur à l'autre ; pour s'en rendre compte, il suffit de comparer les valeurs données par MM. KNUDSEN et BRUEL pour un même volume.

En réalité, dans ce domaine comme dans beaucoup d'autres, il y a une mode et par ailleurs des goûts différents selon les pays. Pour une même utilisation et un même volume, on préférera un temps de réverbération de 2 secondes en Allemagne, 1.5 aux U. S. A. et 1.7 à 1.8 en France.

— La courbe du temps de réverbération en f (fréquence) est très importante. Bien souvent on acceptera une valeur moyenne très inférieure, ou très supérieure à la valeur optimum si la courbe T. R. en f (fréquence) est rectiligne, ou même si les aiguës et les basses sont équilibrées (une courbe en V est acceptable).

Par contre, un temps de réverbération décroissant avec la fréquence est défavorable, même si sa valeur moyenne (en général à 500 Hz) est correcte.

— Le ou les revêtements acoustiques ne doivent pas être placés au hasard. Ils ont souvent des emplacements déterminés par la 2e partie (recherche de la forme) et par l'utilisation de la salle. Il est par exemple indiqué d'avoir, dans un théâtre, la zone de scène à peu près aussi absorbante que le reste du volume, alors que dans une salle de concert la zone d'orchestre doit être plus réverbérante que la zone spectateurs. Dans ce dernier cas, cela vient de ce que les musiciens ont l'impression d'une sonorité plus riche ; mais cette sorte de déséquilibre doit être maniée avec les plus grandes précautions, car dans certains cas bien connus, on obtient trop facilement un phénomène de salles couplées (l'auditeur, placé dans la partie absorbante a la sensation d'être dans un jardin et d'écouter, par la fenêtre, une musique réverbérée).

Enfin, si une partie des matériaux acoustiques est d'un certain type (poreux) et une autre d'une famille absorbant une toute autre gamme de fréquences, il faut soigneusement éviter de les grouper séparément en grandes surfaces : il est intéressant de les mélanger au maximum, d'abord pour augmenter l'homogénéité de la salle, ensuite pour apporter un peu de diffusion due à l'effet de bord au passage d'un matériau à l'autre.

2. — Recherche de la forme.

— La forme de la salle est extrêmement importante. D'elle dépend en effet l'homogénéité du champ sonore, la grandeur du rapport $\frac{\text{son direct}}{\text{son réverbéré}}$ et ce qui est peut-être encore plus déterminant, l'absence ou non d'échos francs, flutter echos et focalisations.

D'une manière générale on résoud ce problème à l'aide d'épures géométriques, réalisées sur la salle vue en plan, en coupe longitudinale et en coupe transversale. On arrive ainsi à avoir une idée de la répartition de l'énergie sonore en fonction des divers emplacements possibles d'écoute (zones des auditeurs et des microphones). On arrive aussi à mettre en évidence des échos dangereux en appliquant les principes de l'acoustique géométrique et à condition de se limiter graphiquement à la première réflexion. Le grave inconvénient de ce système est l'obligation de se limiter à la première réflexion (il est matériellement très difficile d'aller plus loin que la seconde réflexion) et surtout l'exécution de ces épures en deux dimensions seulement : on laisse ainsi de côté les rayons obliques ce qui entraîne une approximation des plus grossières.

Il faut donc considérer cette méthode comme très commode pour un dégrossissage ou encore pour établir la forme approximative d'une maquette destinée à une étude plus approfondie.

Cette utilisation de maquettes pour l'étude de la forme a déjà été décrite lors de sa mise au point à la division acoustique de la R.T.F.

Depuis, les grandes salles de la Maison de la Radio de Paris, des Maisons de la Radio de Strasbourg, Marseille et autres ont été étudiées par cette méthode qui semble très simple d'application.

Considérons un auditorium en grandeur réelle et la propagation d'un son pur à 1 000 Hz pour plusieurs positions de source et de réception. On admet l'analogie de propagation d'un son à 30 kHz dans une maquette au 1/30, ou de 20 kHz dans une maquette au 1/20. Autrement dit on conserve le même rapport entre les dimensions et la longueur d'onde.

On envoie des impulsions de 1 milliseconde toutes les 10 millisecondes (contenant la fréquence ultrasonique considérée).

Ces valeurs permettent de noter dans un auditorium des échos distants de l'onde primaire de 30 à 300 millisecondes, donc de ne laisser inaperçu aucun écho dangereux (d'après les travaux de Haas et Bolt). Ces ondes réfléchies ainsi que l'onde directe sont visibles sur un écran d'oscillographe (exemple sur la fig. 4) qui donne immédiatement avec une grande précision la différence de marche entre deux impulsions quelconques (en millisecondes) et leur rapport d'intensité.

De deux choses l'une, ou ces ondes secondaires sont dangereuses, ou elles ne le sont pas. Si elles ne le sont pas, aucune modification de forme n'est nécessaire. Si une réflexion particulière n'est pas acceptable, on recherche la zone des parois de la maquette qui en est responsable : avec un petit

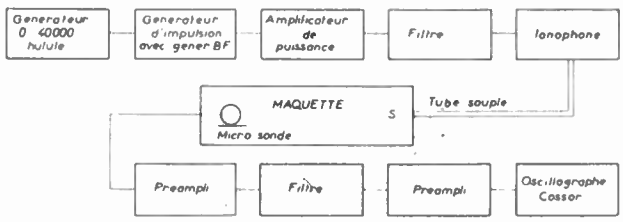


Fig. 1. — Schéma d'ensemble.

échantillon de matériau absorbant on annule la réflexion à éliminer par tâtonnements. On a donc ainsi repéré la zone dangereuse dont il suffit alors de modifier la forme. Dans le cas où pour des raisons de construction ou d'esthétique, cette zone ne peut voir sa forme transformée, on sait qu'elle devra être revêtue d'un matériau absorbant.

La même opération est recommencée avec pour positions de source sonore divers points possibles pour l'orchestre et pour positions de microphone-sonde un certain nombre d'emplacements possibles pour les auditeurs ou le microphone de prise de son.

L'ensemble de ces mesures ne prend guère plus de 2 à 3 jours, plus évidemment le temps nécessaire à la réalisation de la maquette.

3. — **Eléments diffusants.**

La diffusion dans une salle est encore une notion mal définie et sujette à discussions. Il en est parlé par ailleurs dans ce numéro (irrégularités dans les salles). Disons que les éléments diffusants sont des irrégularités de surface amenant une distribution

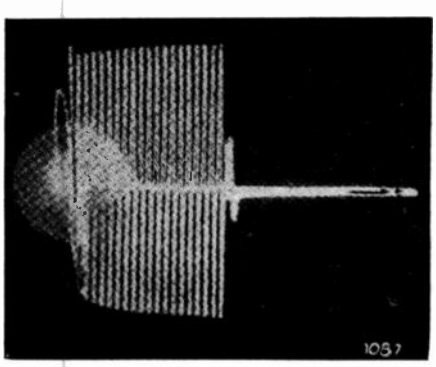


Fig. 2. — Forme du signal électrique à la sortie du générateur à impulsion.

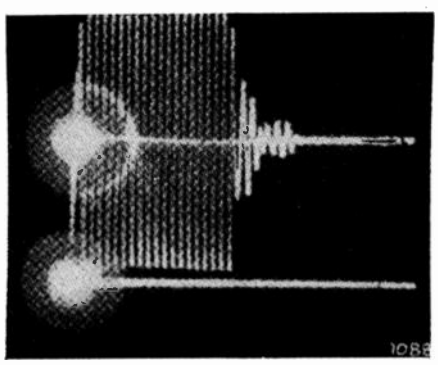


Fig. 3. — Forme du signal après passage par le haut-parleur et le microphone sonde.

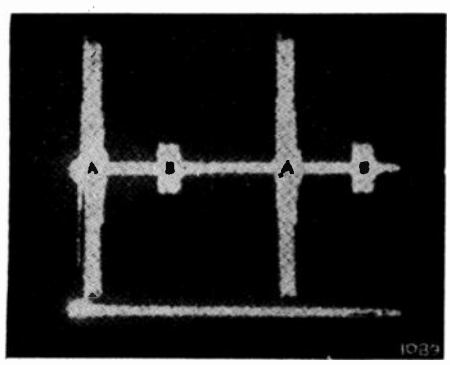


Fig. 4. — *A*, Impulsions initiales (onde directe). *B*, Impulsions réfléchies (première et unique réflexion dans ce cas).

d'énergie sonore plus régulière et cherchant à brasser les fréquences propres inévitables entre deux ou plusieurs parois planes. Cet effet peut être obtenu par exemple par des polycylindres, calottes sphériques, redans, caissonnages, colonnes ou discontinuités dans les revêtements acoustiques.

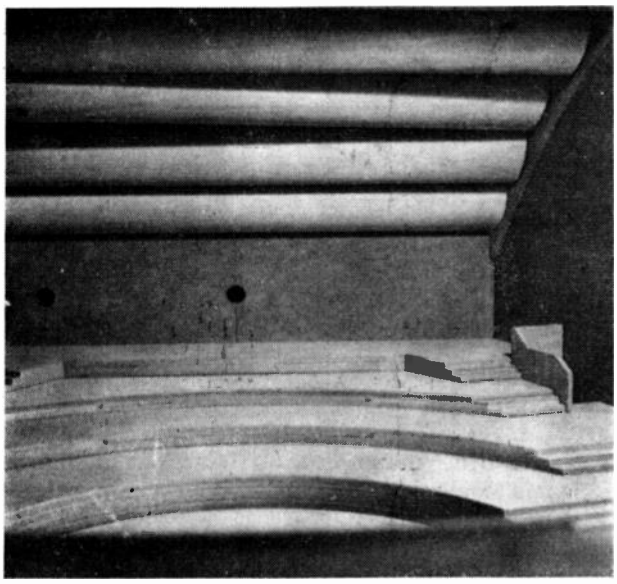


FIG. 5. — Vue intérieure de la maquette d'un studio de concert, côté orchestre. Cette forme n'a pas été retenue (8 000 m³, Maison de la Radio de Paris).

La grande difficulté consiste à doser cet effet à une valeur convenable, laquelle n'est pas la même pour une salle de concert et un théâtre. Il ne faut pas,

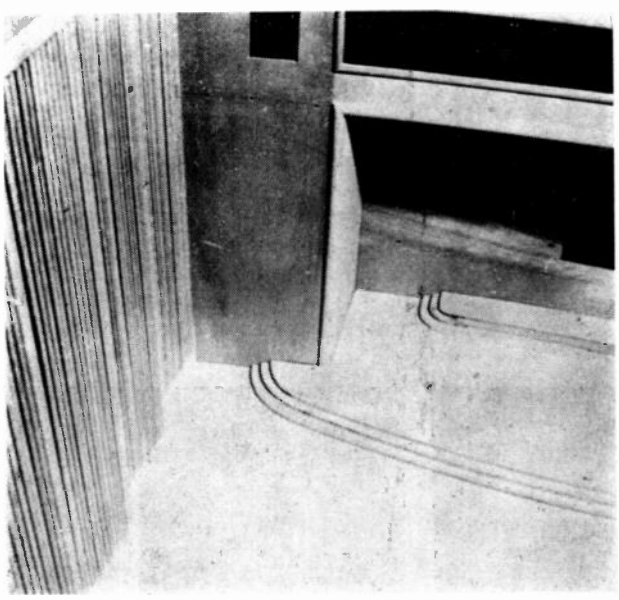


FIG. 6. — Vue intérieure de la 2e maquette du studio 8 000 m³. Les parois sont des profilés de bois placés en redans. Le revêtement acoustique proprement dit sera masqué par ces profilés diffusants.

dans tous les cas exagérer cette diffusion car on risque alors l'impossibilité pour un metteur en ondes de donner un relief sonore à une émission dramatique (impression d'éloignement, ou de déplacement par rapport au microphone). On risque de la même manière que l'auditeur placé dans une salle de concert ait une impression de confusion (n'ayant rien à voir avec un temps de réverbération trop élevé, lequel donne un peu la même sensation).

En résumé, cette partie de l'étude acoustique est celle qui demande le plus d'expérience et ne peut pour l'instant être résolue, même approximativement, sur le papier. Tout au plus peut-on, pour un

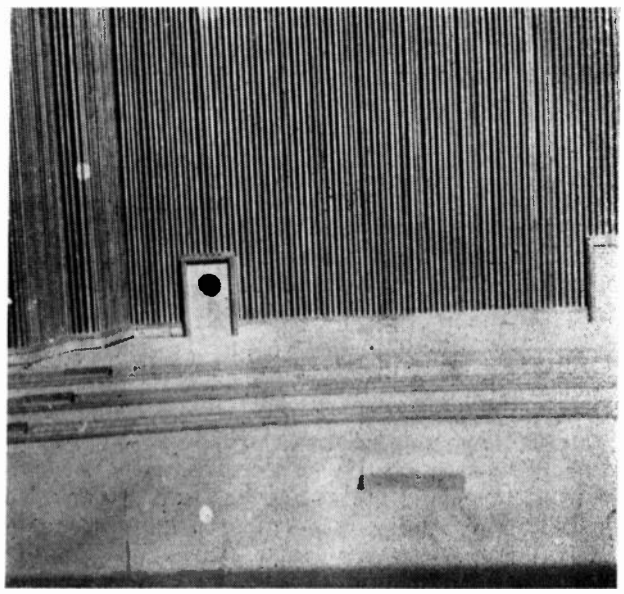


FIG. 7. — Autre vue de la même maquette.

volume donné et une utilisation déterminée avoir un ordre de grandeur de la surface à rendre irrégulière ainsi que des dimensions des irrégularités.

1. — Isolements.

Bien entendu, ce problème de l'isolation phonique est tout à fait distinct des trois autres. Il semble nécessaire cependant de le rappeler simplement ici, ne serait-ce que pour mémoire, puisqu'il est traité en détail dans d'autres articles.

En radiodiffusion on demande des isolements très élevés (parce que l'« écoute intelligente » ne peut avoir lieu pour un auditeur qui entend avec une attention équivalente tout ce qui est enregistré par le microphone de prise de son, alors qu'un spectateur de cinéma à l'attention concentrée sur le dialogue des acteurs qu'il *voit* évoluer et oublie les bruits parasites). Ces isolements entraînent presque obligatoirement des murs doubles, avec fondations indépendantes lors de grandes salles contiguës (un orchestre symphonique a des pointes de niveau de 110 phones environ).

Dans les autres cas on se contente de solutions moins onéreuses mais il est bon de ne pas perdre de vue le fait suivant : il est difficile d'améliorer un isolement phonique déficient, et c'est toujours onéreux. Là encore la collaboration de l'acousticien avec l'architecte a intérêt à commencer dès l'avant-projet.

STUDIOS RÉCENTS DE RADIODIFFUSION

CENTRE DE MARSEILLE

PAR

J. PUJOLLE

Ingénieur en Chef des Télécommunications
à la R. T. F.

I. — Historique.

Le nouveau Centre de la R. T. F. à Marseille a été aménagé de 1952 à 1954 dans un bâtiment du Parc Chanot, l'ancien Palais des Congrès. Ce dernier avait été retenu parce qu'il contenait une très grande salle qui pouvait être transformée en un grand studio, ce dont avait le plus besoin à l'époque la radiodiffusion à Marseille. C'est donc un grand studio de 3 000 m³ qui fut d'abord aménagé en 1952.

Puis il fut jugé nécessaire de remplacer les vieux studios de la rue Croix de Régnier et de tout regrouper autour du grand studio. C'est ainsi que le Palais des Congrès fut complètement transformé, agrandi et qu'un bâtiment lui fut adjoint en vue d'y implanter la télévision.

II. — Dispositions générales du Centre.

Le centre comporte donc un corps principal où est installé la partie radiodiffusion avec les services de la direction régionale et une aile nouvellement construite le long de l'Avenue Richard pour la télévision avec une tour qui supporte les antennes relais vers le poste émetteur du massif de l'Etoile.

Le bâtiment principal renferme en son centre le grand studio n° 1 bien isolé de l'extérieur par une ceinture de bureaux et de locaux divers.

Comme le bâtiment se trouve dans l'enceinte de la foire de Marseille, il avait été demandé de prévoir une galerie de visite le long du grand studio avec vue sur ce dernier pour les personnes qui seraient intéressées pendant la foire par le déroulement d'une émission. On trouve ainsi sur deux côtés du studio 1 de vastes dégagements dans lesquels peut circuler un public assez important.

Au rez-de-chaussée nous trouvons les locaux annexes du grand studio, notamment foyer pour les musiciens, dépôts d'instruments, une filmo discothèque où sont entreposés les enregistrements nécessaires à la vie de la maison avec cabine d'écoute où peut être appréciée la qualité des enregistrements. Le long d'une galerie fermée par de grandes glaces ayant vue sur un petit jardin en bordure de l'avenue Richard se trouvent deux petits studios, n° 4 et 5.

Dans l'aile télévision le rez-de-chaussée est occupé par un grand hall qui sépare la partie Radiodiffusion de la Télévision. De là on accède au studio de télévision avec ses locaux annexes, notamment foyer et loges, et aux salles du télécinéma où passent les films pour les émissions enregistrées.

Le premier étage du bâtiment principal renferme les bureaux et locaux techniques qui ceinturent le grand studio, en particulier un petit studio n° 3, la salle technique, centre nerveux de la maison et deux cabines d'enregistrement. L'ancienne salle de conférence a été transformée en un studio moyen de 800 m³, le n° 2.

Dans l'aile télévision trouvent place une salle de projection des films avec sa cabine et une petite régie de sonorisation des films, une cantine pour le personnel et une salle de réunion, ainsi que divers bureaux et locaux techniques.

Une longue galerie réunit au niveau de l'étage la télévision au centre Basse-Fréquence, évitant ainsi pour aller de l'un à l'autre un long détour par le rez-de-chaussée.

III. — Dispositions acoustiques.

Dans un tel centre plongé parfois dans des bruits intenses, entouré d'une foire et d'un stade, accessible

au public, il était indispensable de prendre d'importantes précautions d'isolement acoustique. Le grand studio est séparé de l'extérieur par une ceinture de locaux divers qui amortissent les bruits provenant de l'extérieur. Comme les bruits peuvent être forts dans les circulations qui longent le studio lui-même notamment pendant les visites de la foire, il a été nécessaire de construire une double enveloppe dans le bâtiment lui-même qui constitue en quelque sorte une troisième enveloppe.

Les deux enveloppes intérieures sont constituées par un double mur de 30 cm en béton banché et de 15 cm en brique avec un intervalle d'air de 20 cm. Ce volume intermédiaire contient une grande quantité de laine de verre pour l'amortissement des résonances intérieures.

Les murs intérieurs ont une fondation qui leur est propre, aussi indépendante que possible des fondations du bâtiment.

Un double plafond est aménagé sous l'important plafond de l'ancien bâtiment.

Quatre ouvertures percées dans le double mur et fermées chacune par des triples glaces permettent aux visiteurs de voir tout ce qui se passe à l'intérieur du studio. L'accès au studio se fait par l'intermédiaire d'un sas très amorti et de deux portes acoustiques.

Les précautions prises pour l'isolement du studio 2 sont aussi très importantes. L'enveloppe extérieure constituée par l'ancienne salle des Congrès a été renforcée, les baies vitrées ont été bouchées, et une deuxième enveloppe a été construite à l'intérieur, aussi indépendante que possible du bâtiment. Comme ce studio se trouvait placé au-dessus d'un grand hall, quelquefois bruyant, un faux plafond a été ajouté dans ce hall, plafond formé de plaques de plâtre perforées sous 5 cm de laine de verre.

Le principe de la double enveloppe a été retenu pour les autres studios. A noter pour le studio de télévision un sol spécial de granilastic, matière très robuste et insonore reposant sur des plots espacés de 50 cm les uns des autres.

IV. — Traitements acoustiques des Studios.

Les traitements acoustiques des studios et des locaux techniques ont été l'objet de soins attentifs de la part du service d'acoustique de la R. T. F.

Le grand studio fut le premier aménagé. Il était destiné à servir en même temps de studio pour les émissions de musique symphonique et de salle de concerts pour un public de 300 personnes environ. Il fallait donc trouver en même temps qu'une zone d'audition agréable à des niveaux assez constants d'une place à l'autre, une zone homogène sans défauts et assez vaste au-dessus de l'orchestre pour la prise de son.

Le studio comprend deux parties essentielles : la région de l'orchestre avec trois estrades, des murs et un plafond réfléchissant le son vers les micros et les auditeurs et la région du public avec des parois absorbant le son. Une étude d'acoustique géométrique faite sur la conque de l'orchestre a permis de déterminer la forme des revêtements de telle sorte que l'énergie sonore soit renvoyée de façon assez forte mais suffisamment diffuse, sans concentration, sur les microphones et auditeurs.

Les parois de la conque entourent d'assez près l'orchestre, notamment le plafond, pour éviter tout décalage de temps trop grand entre les ondes directes et les ondes réfléchies par la conque. Ce décalage a été rendu inférieur à 40 millisecondes environ.

La forme du fond est rendue diffusante par des surfaces coniques, celle du plafond par des surfaces toriques.

La plupart des matériaux absorbants ont dû être placés sur le grand mur au-dessus des portes d'entrée pour éviter le retour du son sur l'orchestre et ainsi tout écho gênant, et sur le sol sous la forme de fauteuils rembourrés. Ceux-ci ont une forte absorption afin que le pouvoir absorbant du studio ne soit pas trop différent, salle vide et salle avec public. Le reste du traitement est constitué par un floçage de rayonne sur les murs et des panneaux bois en diaphragme.

Le temps de réverbération n'a pu être mesuré que salle vide. Il parait assez élevé, mais il descend autour de 1.5 à 1.6 s., pour les fréquences médium dès que la salle est occupée par les musiciens et le public.

Le traitement des autres studios a été fait deux ans après. Pendant ce temps, nous avons pu mettre au point un nouveau matériau qui a été employé systématiquement dans le reste du centre. Il s'agit du Klegecell souple, utilisé sous deux formes : type *A* absorbant fréquences médium et aiguës et type *B* pour les basses.

Le matériau rappelle un tissu plastique tendu sur des cadres, perforé ou non à des distances variables du mur, avec voile de laine de verre dans l'intervalle. Les avantages de ce système sont les suivants :

1° L'absorption n'est point trop forte aux deux extrémités de la bande des fréquences audibles, permettant ainsi d'obtenir des courbes de temps de réverbération se relevant aux très basses fréquences et ne chutant pas aux extrêmes aiguës.

2° Le matériau présente aux vibrations un amortissement critique qui fait que, écarté de sa position d'équilibre il y revient lentement sans oscillations. On dit qu'il est « à mémoire lente ».

3° Il ne se détend pas et peut être nettoyé facilement au savon.

Le studio 2 a été conçu pour servir aux émissions de variétés et radiothéâtre. Il a deux alvéoles, l'une réverbérante de 90 m³ dont les parois sont recouvertes de calottes sphériques en staff, l'autre sourde de 50 m³ placée sous un escalier qui à l'intérieur du studio permet d'obtenir des effets divers.

Le temps de réverbération s'établit autour de 0.8 s avec une remontée aux fréquences basses et une légère aux aiguës. La courbe obtenue rappelle la forme des courbes d'égale sensibilité de l'oreille conseillée par certains acousticiens pour les temps

de réverbération des salles. Nous dirons plus tard ce qu'en pensent les exploitants pour formuler un avis sur les remontées des temps de réverbération aux fréquences extrêmes audibles.

Quant au temps de réverbération de l'alvéole réverbérante, il s'établit aux environs de 1.7 à 2.0 s. L'absorption dans la zone des basses est obtenue par le staff vibrant en diaphragme, avec laine de verre dans la cavité arrière.

Le traitement du studio 2 est composé pour sa plus grande partie de Klegecell types *A* et *B*. Ces deux éléments forment les carreaux d'un damier, l'élément *B* faisant saillie par rapport à l'autre élément, ce qui augmente le pouvoir diffractant de l'ensemble. Un mur latéral et le plafond ont un revêtement de plâtre en dent de scie pour éviter le parallélisme des murs, du plancher et du plafond. Sur une partie des redans du plafond ont été rapportées des dalles de plâtre perforées avec laine de verre derrière.

Le studio 3 est un petit studio classique pour la parole de 50 m³, traité avec les mêmes matériaux.

Un soubassement sur trois faces est fait de contreplaqué en dents de scie.

Au rez-de-chaussée nous trouvons les studios 4 et 5 traités eux aussi pour la parole.

Le studio 4 a un temps de réverbération de 0.5 s qui va jusqu'à 0.7 s dans les basses. Le studio 5 a un temps légèrement inférieur de 0.45 s jusqu'à 0.6 s pour les fréquences basses.

Le traitement est fait suivant les mêmes bases que les précédents, Klegecell de deux types, dalles de plâtre perforées et contreplaqué en diaphragme.

Le studio de télévision de 300 m³ a été rendu assez sourd avec un temps de réverbération de 0.5 s en plaçant beaucoup de laine de verre sur les murs derrière un métal déployé servant de protection. Des bandes verticales d'un tel matériau sont alternées avec des bandes de contreplaqué placées en diaphragme pour absorber les fréquences basses.

Chaque studio possède une cabine de prise de son dans laquelle se trouvent les techniciens et le matériel nécessaire aux émissions. Toutes ces cabines ont été traitées simplement avec un matériau dénommé « Softex », à base de fibres de bois agglomérées, rainuré dans le sens horizontal et vertical, de façon à augmenter son pouvoir absorbant. Quelques panneaux de contreplaqué en diaphragme font l'office d'absorbant pour les fréquences basses.

VISUALISATION DES ONDES SONORES ET ULTRASONORES

PAR

F. CANAC

Directeur du Centre de Recherches S.I.M. de Marseille

La visualisation des ondes sonores et ultrasonores permet de concrétiser de façon indiscutable leur loi de propagation et tous les phénomènes qui en dépendent : interférence, réflexion, absorption, diffusion ; en particulier dans ce dernier cas où le calcul est inextricable, elle permet de voir immédiatement le rôle de certaines parois non planes utilisées en acoustique architecturale et de classer leur efficacité.

En envoyant d'autre part dans un milieu immobile un pinceau d'ultrasons de fréquence connue, la mise en évidence de leur longueur d'onde permet de connaître la vitesse de propagation, et si le milieu est en mouvement (écoulement) on peut déterminer la vitesse de ce dernier et sa température et cela en ne perturbant pas le milieu, ce que ferait l'introduction du plus petit appareil habituel (microphone, thermomètre, etc...)

Enfin, les équations de propagation des ondes électromagnétiques et des ondes acoustiques étant de même forme, on pourra retrouver dans certaines conditions expérimentales les propriétés des guides d'onde et des filtres et préciser visuellement leur comportement. Il y a donc là une technique extrêmement riche et qui ne prête à aucune confusion.

Nous nous proposons de montrer successivement ses principes et quelques applications.

I. — **Principe de la méthode** (1).

Elle est basée sur le fait que des ondes élastiques dans un milieu présentent des alternances de compressions et de dépressions et que l'indice d'un milieu comme l'air croît avec la pression. Par suite, un pinceau lumineux traversant le milieu subira des phénomènes de réfraction. Etant suivant le cas relevé ou abaissé, il pourra disparaître derrière un couteau formant écran, de sorte qu'un observateur placé derrière verra en noir la région d'où il provient.

Une source lumineuse rectiligne est disposée près du centre optique d'un miroir concave à long foyer. Son image est un petit rectangle identique symétriquement placé par rapport au centre du miroir (fig. 1*a*). Aux différents points de l'image, convergent tous les rayons qui, émis par le rectangle objet, viennent frapper le miroir puis se réfléchissent après avoir traversé deux fois le fluide en avant du miroir.

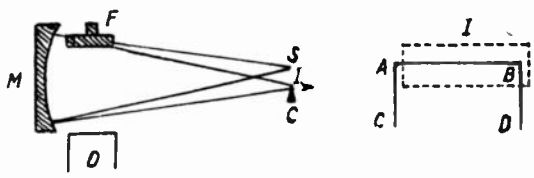


Fig. 1. — Schéma de montage.

Fig. 1, *a*. — Schéma du montage de strioscopie.

S, Source. *M*, Miroir concave. *I*, Image. *C*, Couteau. *D*, Emetteur d'ultrasons, *F*, Plan réfléchissant.

Fig. 1, *b*. — Obstruction de l'image *I* par le couteau *ABCD*.

La méthode d'observation consiste à intercepter presque totalement l'image *I* au moyen d'un couteau opaque ABCD (fig. 1*b*). Dans ces conditions, seuls les rayons émergeant de la petite bande supérieure sont reçus par l'œil placé derrière le couteau. Comme ils proviennent de tous les points du miroir, celui-ci est vu entièrement éclairé et le réglage consiste à faire juste apparaître la totalité du miroir par un léger déplacement du couteau.

Si maintenant, par suite d'un phénomène local de réfraction, les rayons traversant un certain domaine sont déviés par exemple vers le bas, l'œil ne les

recevra plus et ce domaine se détachera en noir sur le fond éclairé du miroir. Si au contraire, ces rayons sont déviés vers le haut, l'œil en recevra un plus grand nombre et la région intéressée correspondante apparaîtra plus brillante.

D'autre part, en vertu du principe de Fermat et du fait que l'indice d'un milieu comme l'air croît avec la pression, une bande fluide comprise entre deux plans parallèles PP', où la pression va par

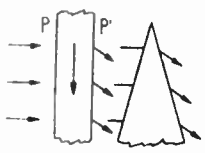


Fig. 2. — Bande fluide à gradient de pression assimilable à un prisme

exemple en croissant vers le bas, est assimilable à un prisme dont la grande base est en bas (fig. 2). Un faisceau lumineux normal à la bande sera dans ces conditions dévié vers le bas.

Visualisation des ondes.

Celles-ci sont produites en avant du miroir et leur faisceau peut être éclairé de deux façons, soit de façon continue, soit par stroboscopie par exemple au moyen d'une lampe au néon reliée à un microphone placé près de la source.

Ondes progressives.

Supposons, pour fixer les idées, que le faisceau précédent soit dirigé de bas en haut et que nous l'éclairions une fois par période au moyen d'une fente horizontale, le bord du couteau étant également horizontal. Par suite de la répartition sinusoïdale des pressions, à un instant donné (fig. 3), c'est

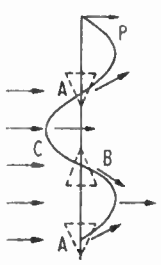


Fig. 3. — Schéma de la répartition des gradients de pression dans une onde progressive.

aux points où la pression est nulle que son gradient est le plus grand. Donc dans les régions C les rayons ne seront pas déviés. En A, ils seront relevés. En B, ils seront abaissés. Ces derniers points donneront donc naissance à des bandes noires distantes entre elles d'une longueur d'onde (fig. 4). Mais la position de ces points dans l'espace dépendra de l'instant où le train d'onde sera « surpris » par l'éclairement stroboscopique.

Si nous éclairons de façon continue, la vitesse de déplacement du réseau précédent est telle que l'on ne discernera rien sauf une traînée lumineuse due aux franges blanches.

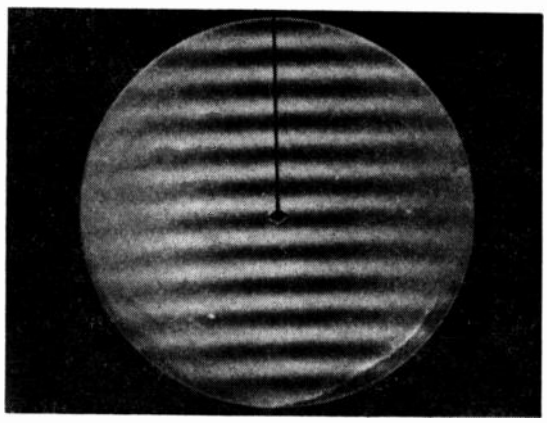


Fig. 4. — Ondes progressives vues par stroboscopie.

Ondes stationnaires.

Considérons d'abord le cas simple d'un faisceau incident perpendiculaire à un miroir plan. Les ondes stationnaires sont parallèles au miroir et distantes entre elles d'une demi-longueur d'onde.

Eclairons-les par stroboscopie toutes les périodes. Si l'instant de l'éclairement correspond au moment où les compressions et les dépressions sont au maximum et où par suite aux nœuds de pression, le gradient de pression est maximum, en ces nœuds, suivant le sens de ce gradient les rayons lumineux seront relevés ou abaissés. Comme précédemment, nous observerons des raies alternativement noires et brillantes, distantes d'une longueur d'onde (fig. 5).

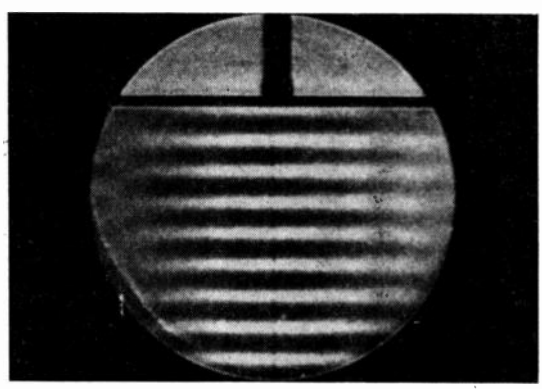


Fig. 5. — Ondes stationnaires vues par stroboscopie.

Soulignons que si l'instant de l'éclairement est mal choisi, par exemple s'il a lieu quand la pression est nulle, tout le long du rayon sonore, aucun phénomène ne se produira. S'il a lieu une fraction de période (« $T/4$) avant ou après, les stries seront pratiquement invisibles.

Eclairons les ondes de façon continue. Deux nœuds consécutifs de pression feront apparaître et disparaître alternativement de la lumière, toutes les

demi-périodes. Mais il n'y a pas symétrie entre les deux phénomènes par suite de la position du bord du couteau très près du bord supérieur de l'image. Nous verrons alors des raies blanches distantes entre elles d'une demi-longueur d'onde (fig. 6).

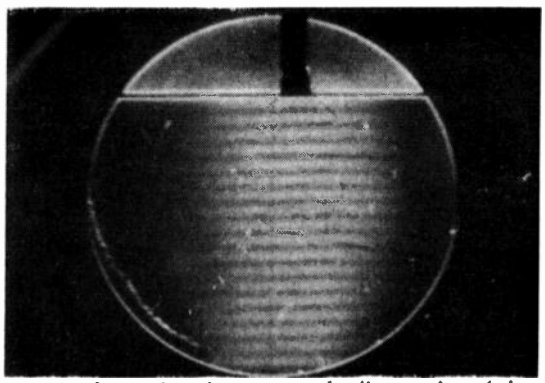


FIG. 6. — Ondes stationnaires vues en lumière continue (raies deux fois plus serrées que précédemment).

Considérons maintenant le cas où les ondes incidentes font un angle alpha avec le miroir. Les deux faisceaux incidents et réfléchis observés convenablement en stroboscopie vont donner chacun des traits distants entre eux d'une longueur d'onde (fig. 7) et

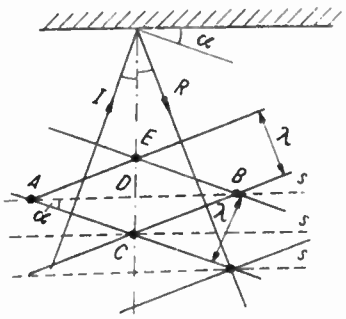
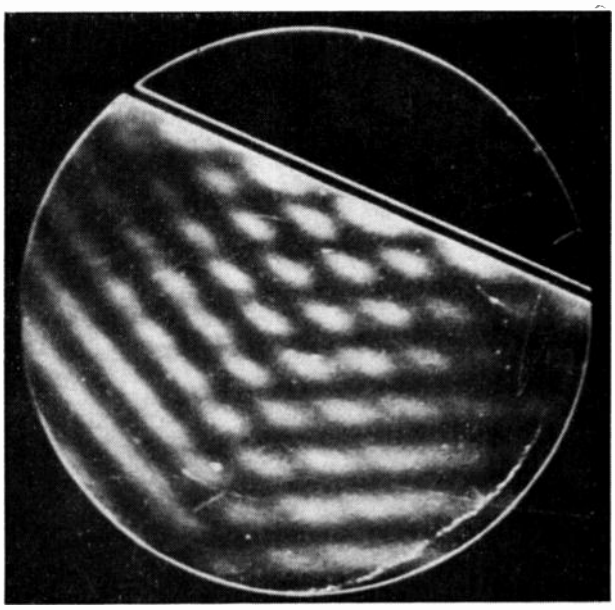
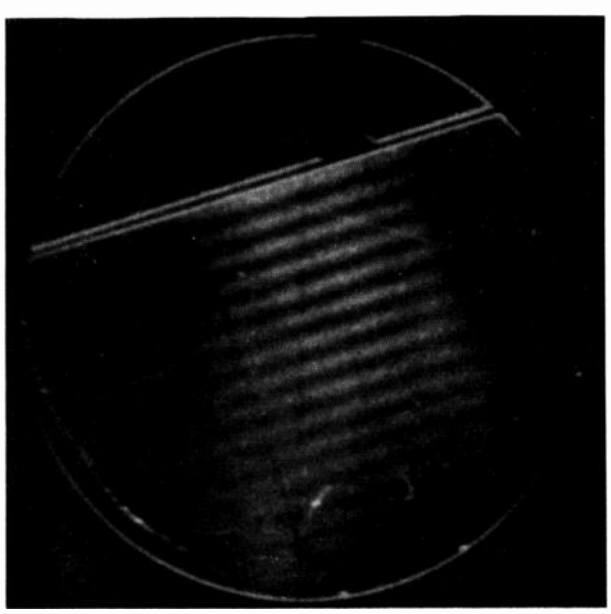
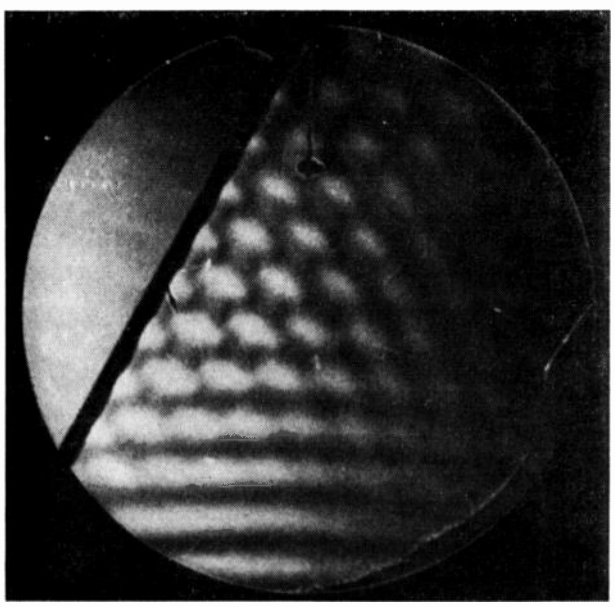


FIG. 7. — Miroir incliné. Région commune aux ondes incidentes et aux ondes réfléchies.







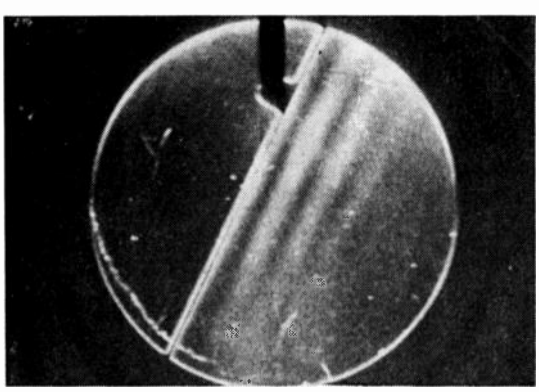


FIG. 7 bis. — En haut : Stroboscopie. Losange d'interférence pour les incidences de 30° et 60°. En bas : lumière continue. Raies parallèles pour les incidences de 18° et 60°.

qui, en se superposant, forment des losanges dont le grand axe $AB = \lambda/\sin\alpha$ et le petit axe $CE = \lambda \cos \alpha$.

Les quatre sommets correspondant à la superposition des deux réseaux sont particulièrement nets. La fig. 7 *bis* donne l'aspect des losanges pour $\alpha = 30^o$ et $\alpha = 60^o$.

Si au lieu de regarder ce qui se passe à des instants séparés par une période, nous regardons ce qui se passe durant une période où par exemple l'onde AC vient en EB, tandis que AE vient en CB, nous voyons qu'un sommet tel que A vient en B. Tout se passe comme si le losange se déplaçait d'un mouvement uniforme de la gauche vers la droite parallèlement au miroir. La vitesse de translation étant $AB/T = \lambda/T \sin \alpha = c/\sin\alpha$. Elle est supérieure à la vitesse du son c.

Si nous éclairons donc en lumière continue, nous verrons des raies parallèles au miroir et dont l'équidistance est égale à $CD = \lambda/2 \cos \alpha$.

Les raies sont d'autant plus espacées que le miroir est plus incliné (fig. 7 *bis*. $\alpha = 18^o$ et $\alpha = 62^o$).

II. — **Exemples d'applications de la méthode** (2).

Pouvoir réfléchissant de matériaux.

Dans le dispositif de la figure 8, le miroir réfléchissant à 45º est formé de deux parties : la moitié

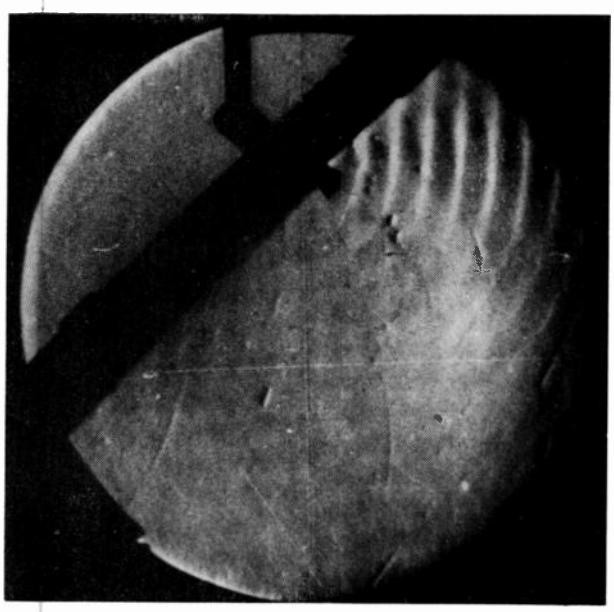


Fig. 8. — Comparaison du pouvoir réfléchissant de la laine de verre agglomérée (en bas) et d'une plaque métallique (en haut).

inférieure est recouverte de laine de verre, la moitié supérieure est en acier. Un faisceau d'ultrasons (fréquence 23 000) est envoyé verticalement et le couteau est disposé verticalement pour mettre en évidence le faisceau réfléchi horizontalement. On voit immédiatement sur la figure l'action du produit absorbant.

Transparence d'un matériau.

La fig. 9 montre l'effet d'une couverture de laine (fréquence 23 000).

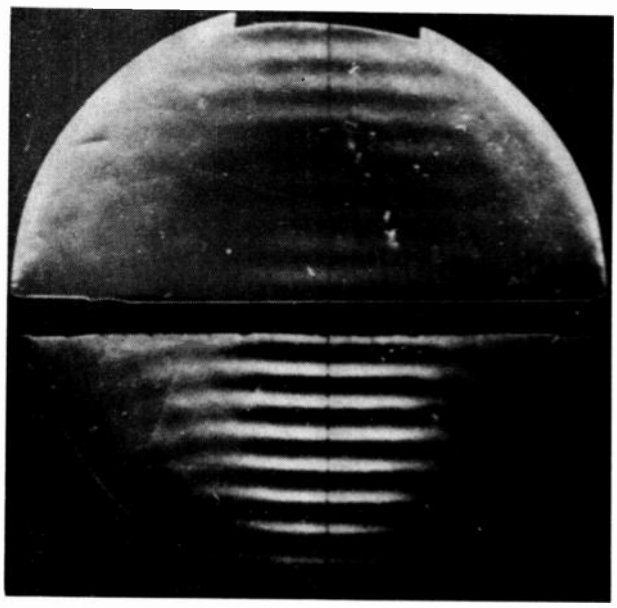


Fig. 9. — Absorption d'une couverture de laine pour les fréquences de 23 000 Hz.

Pouvoir diffusant d'un plafond a relief.

La fig. 10 où le bas comprend un assemblage de caissons du type indiqué à droite et où le haut est une plaque d'acier parfaitement réfléchissante, montre le rôle diffusant de l'ensemble en relief.

Acoustique architecturale.

Conduite du son par une galerie cylindrique. La fig. 11 représente à l'échelle voulue le profil de la galerie des murmures à la Cathédrale St-Paul à Londres, étudiée spécialement par Lord Rayleigh : la voix partant tangentiellement à la paroi, suit celle-ci.

Guides d'onde.

Deux plans parallèles forment un guide d'ondes comme ceux considérés par M. Léon Brillouin lors de la propagation des ondes électromagnétiques. (3). On retrouve les figures prévues (fig. 12). Parallèlement au miroir se propagent des ondes de longueur $\lambda/\sin\alpha$ (alpha = angle d'incidence du faisceau) avec une vitesse $c/\sin\alpha$ supérieure à la vitesse du son. On retrouve à la sortie l'émission de 2 faisceaux, et aussi la coupure quand la distance entre les 2 miroirs est plus petite que $\lambda/2 \cos\alpha$. Le guide se comporte alors comme un tuyau ou passe simplement une dérivation du son incident.

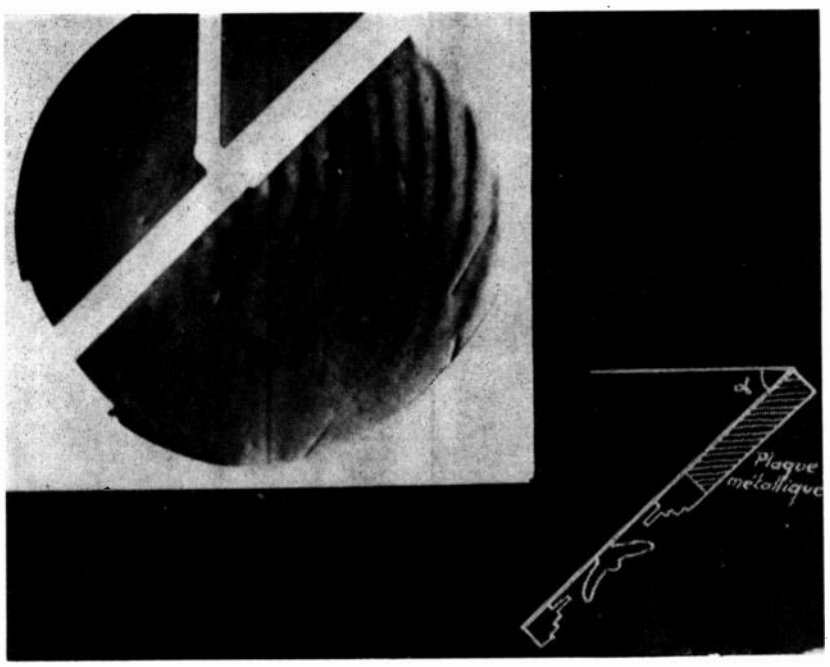


FIG. 10. — Action diffusante d'un type de plafond à caissons.

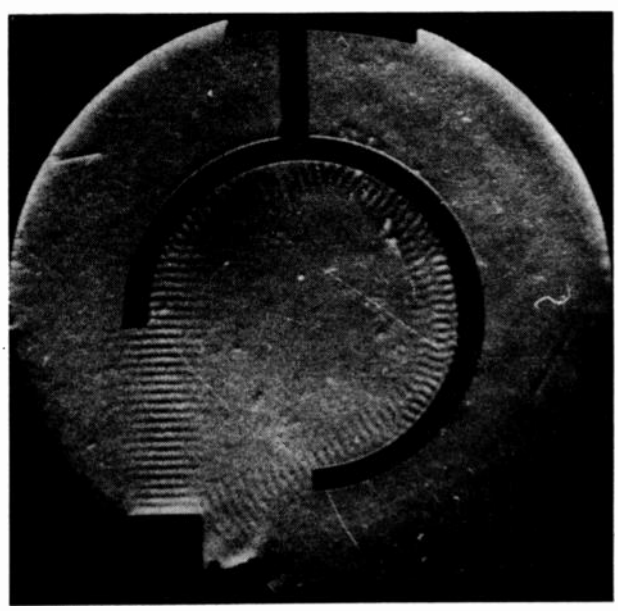


FIG. 11. — Faisceau sonore tangentiel longeant un mur circulaire (maquette de la galerie des murmures à la Cathédrale Saint-Paul à Londres).

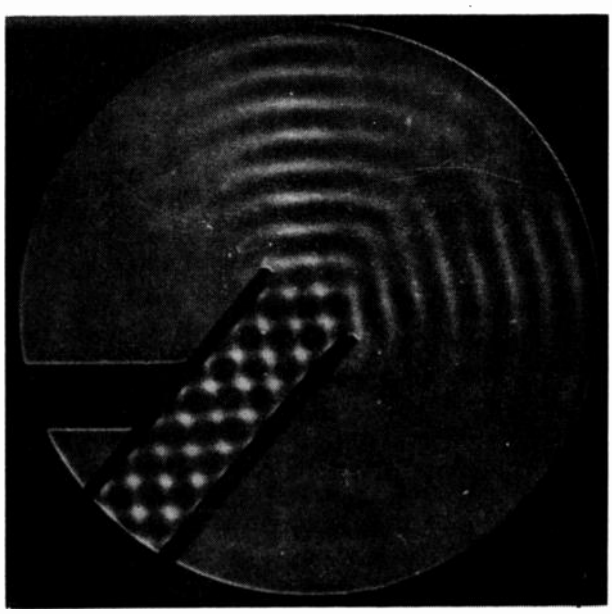


FIG. 12. — Guide d'onde. Stroboscopie de la propagation entre deux plans parallèles et du double faisceau à la sortie.

MESURE DE LA VITESSE ET DE LA TEMPÉRATURE D'UN FLUIDE EN MOUVEMENT.

Il suffit de lui superposer un faisceau d'ultrasons perpendiculaire à la direction de l'écoulement (4). La déviation du faisceau observé en éclairant par une étincelle donne une mesure de la vitesse du fluide et l'écartement des raies est fonction de la température (fig. 13).

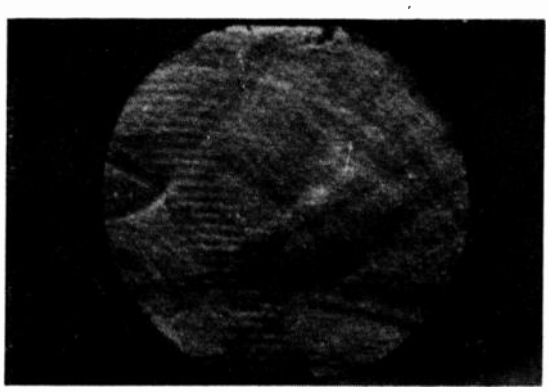


FIG. 13. — Déviation des faisceaux ultrasonores par un écoulement gazeux se propageant de droite à gauche.

MISE EN ÉVIDENCE D'ÉMISSION ULTRASONORE DANS UN JET D'AIR.

La fig. 14 montre l'existence d'ondes ultrasonores

(fréquence 22 000) centrées les unes à la sortie de la tuyère et se propageant vers l'aval et les autres au point où la turbulence commence (4e chaînon) et se propageant vers l'amont.

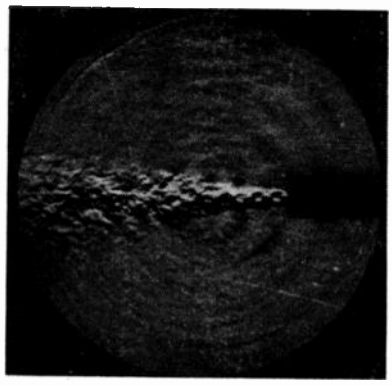


FIG. 14. — Mise en évidence d'émissions ultrasonores par un jet d'air.

***

Les résultats précédents donnés à titre d'exemple ont été obtenus avec des fréquences de 23 000 et de 69 000 Hz. Mais on peut descendre beaucoup plus bas et nous avons pu photographier facilement des ondes de fréquence 4 000 obtenues par un haut parleur.

Dans tous les cas on utilise comme nous l'avons vu, trois types de lumière : instantanée, continue, modulée. La possibilité d'utiliser un couteau sous diverses orientations permet une prospection particulièrement fine des phénomènes.

BIBLIOGRAPHIE

[1] SCHARDIN H. La méthode des stries de Toepler. *Forschungsheft.* nº 364 et nº 367. 1934.
TAWIL E. J. CR. Acad. Sc. 1930 T. 191 p. 92 à 98.
CR. Acad. Sc. 1930 T. 191 p. 92.
BERGMANN L. Der Ultraschall und seine amwendungen Wissenschaft und Technik. S. Hirzel Verlag Zurich 1949.

[2] CANAC F. Propagation. Interférence. Absorption. Diffusion des ondes ultrasonores et sonores visualisées par la méthode des stries. *Acustica*, vol. 4, 1954, p. 320.

[3] BRILLOUIN L. *Rev. Gén. Elect.*, tome XL, 23-8-36.

[4] MERLE Mlle M. Emploi des ondes ultrasonores pour l'étude d'un champ aérodynamique. *Acustia* 1 (1951), p. 100-108.

SUR LES PROPRIÉTÉS ACOUSTIQUES DES MATÉRIAUX

PAR

Théodore VOGEL

Centre National de la Recherche Scientifique, C.R.S.I.M., Marseille

Introduction.

L'acoustique est une des disciplines scientifiques les plus anciennes, et son application à l'architecture elle-même fut dans l'antiquité l'objet d'observations perspicaces, dont témoigne le Traité de Vitruve. Il semble donc paradoxal que les propriétés acoustiques des matériaux utilisés en architecture soient encore si mal connues que les définitions même des grandeurs pouvant les caractériser puissent faire l'objet de discussions.

Sans doute peut-on voir une des raisons de cet état de choses dans l'attention presque exclusive que les théoriciens prêtèrent longtemps aux instruments de musique et à ce qui les concernait : cordes, tuyaux, etc. ; cependant que la pratique de l'acoustique architecturale se développait indépendamment de façon quasi empirique : si les techniciens de l'électricité, par exemple, ont eu dès le début à leur disposition la notion claire de résistance spécifique, c'est grâce aux admirables travaux des Cavendish, des Ohm et des Kirchhoff, poursuivis dans la calme des laboratoires bien avant que l'électricité ne servît à quoi que ce soit. Il est vrai que c'est aussi parce que l'étude de l'électricité aussi bien que ses applications ont commencé par la considération de circuits filiformes, alors que l'acoustique architecturale nous plonge de prime abord dans un espace à trois dimensions avec toutes ses difficultés.

La nature même du problème n'est, faut-il le dire ? nullement ambiguë : si l'on fait abstraction des problèmes exceptionnels où interviennent des explosions ou des tourbillons acoustiques, et de ceux où commence à se manifester sensiblement la non-linéarité due aux grandes amplitudes de vibration, il s'agit d'une propagation d'ondes irrotationnelles au sein d'un fluide compressible non visqueux, borné par des frontières ou des obstacles matériels plus ou moins rigides ou élastiques. Ce phénomène est régi par une équation aux dérivées partielles bien connue sous le nom d'équation du son ou de d'Alembert ; mais, comme c'est presque toujours le cas en physique, il ne s'agit pas d'en trouver la solution générale, mais bien une solution particulière, qui satisfasse à certaines conditions sur la frontière. C'est ce qu'on appelle un « problème aux limites », et la forme de sa solution dépend de la condition aux limites, laquelle exprime une propriété intrinsèque de la frontière, non moins que de l'équation différentielle qui exprime les propriétés du milieu où se fait la propagation.

Quelle est la forme que l'on peut adopter raisonnablement pour la condition aux limites, qui exprimera précisément le comportement des matériaux utilisés comme parois ou obstacles ? Ayant adopté une approximation linéaire pour étudier la propagation du son, nous en perdrions tout le bénéfice si la condition aux limites n'avait pas le même caractère : il devra donc s'agir essentiellement d'une combinaison linéaire du potentiel des vitesses et de ses différentes dérivées ; d'ailleurs, il serait peu satisfaisant pour l'esprit que les dérivations ne fissent pas intervenir l'orientation géométrique des parois, de sorte qu'il s'agira de dérivées normales et tangentielles ; enfin, il faut que la formulation mathématique adoptée soit telle que l'on puisse démontrer l'existence et l'unicité d'une solution, notre expérience ne permettant pas de douter de la possibilité d'établir, dans des conditions bien déterminées, un régime sonore et un seul dans une enceinte donnée. Cette dernière condition suggère une forme simple possible de la condition aux limites (mais il pourrait, naturellement, y en avoir de plus compliquées, et en particulier d'ordres plus élevés) : c'est celle connue en physique mathématique sous

le nom de « condition mixte », généralisation des conditions de Dirichlet et de Neumann,

$$\frac{\partial \varphi}{\partial n} + \alpha \varphi = 0. \qquad (1)$$

Elle signifie qu'en chaque point la composante normale à la paroi de la vitesse des particules d'air est au potentiel (donc, dans le cas d'ondes à pulsation déterminée, à la dérivée temporelle du potentiel, ou à la pression) dans un rapport qui caractérise le point considéré de la paroi, et qui reste le même lorsque le régime change, la pulsation restant constante. Si l'on se rappelle que la pression dans un fluide n'est autre chose que le tenseur (isotrope) des contraintes s'exerçant sur un obstacle, on voit que la condition envisagée signifie, en somme, que la paroi oppose au son une résistance proportionnelle à la vitesse des particules qui la frappent ; le coefficient de proportionnalité, caractéristique du point considéré de la paroi, est l'« impédance spécifique » en ce point, pour parler comme les électriciens.

L'adoption d'une condition aux limites de la forme (1) donnerait donc à l'acoustique des espaces clos un aspect analogue à celui qui nous est familier en électricité, ou encore en thermocinétique (où l'on rencontre un « coefficient de passage de la chaleur » qui joue le même rôle que α). De plus, la condition prend des formes très acceptables dans les deux cas limites de l'impédance nulle ($\alpha = \infty$, $\varphi = 0$: c'est la condition classique pour une surface fluide libre, en hydrodynamique) et de l'impédance infinie ($\alpha = 0$, $\frac{\partial \varphi}{\partial n} = 0$: c'est la condition classique pour une paroi parfaitement rigide et réfléchissante, en hydrodynamique).

Toutes ces considérations ne rendraient pas la condition (1) valable si elle ne l'était pas ; mais elles lui donnent un caractère de vraisemblance qui encourage l'acousticien à examiner les possibilités, ou le domaine, de sa validité. Une discussion plus étendue sortirait du cadre de cet article ; nous nous contenterons de dire ici qu'une très grande partie des problèmes de propagation du son dans les espaces clos semble s'accomoder de façon très satisfaisante de l'hypothèse (1).

***

L'acoustique géométrique.

Il paraîtrait donc qu'on puisse caractériser valablement les matériaux constituant parois et obstacles par leur impédance acoustique spécifique (ou par leur admittance, ce qui revient au même). Si l'on écrit la condition (1) en termes d'observables, vitesse normale et pression, on voit que l'impédance sera en général un nombre complexe (elle serait un vecteur complexe si l'on faisait intervenir le vecteur vitesse, au lieu de son produit scalaire par le vecteur unitaire porté par la normale à la paroi). Il sera commode d'écrire, Z et γ étant des nombres réels,

$$z = \rho c Z e^{i\gamma}$$

en mettant en évidence ρc, résistance acoustique spécifique du fluide, qui prend la place de z lorsque la paroi s'évanouit, et devient une surface fictive tracée au sein du fluide.

L'introduction de la notion d'impédance acoustique spécifique porte tout naturellement à étendre aux problèmes d'acoustique les procédés usuels des électriciens pour calculer les impédances de couplages série, dérivation, etc... : on ne s'en est pas fait faute.

Cette extension peut rendre de grands services, mais présente aussi des dangers certains, car sa légitimité, s'agissant de problèmes à trois dimensions, est un cas d'espèce. Nous ne pouvons insister ici sur cette question, qu'il fallait cependant signaler. Mais admettons que l'on n'utilise z qu'à bon escient, c'est-à-dire pour poser complètement le problème aux limites dont il a été question plus haut : une difficulté pratique très grave se présente alors, c'est que la résolution effective des problèmes aux limites pour des salles réelles, avec leurs obstacles compliqués, balcons, colonnes..., est absolument inextricable. On se trouve devant des difficultés du même ordre que celles de l'optique ondulatoire, et il est bien naturel de chercher à les pallier par une approximation analogue à celle de l'optique géométrique. Malheureusement, le rapport des longueurs d'onde aux dimensions géométriques des domaines n'est pas le même en acoustique et en optique, et ce qui était une approximation légitime devient une hypothèse monstrueuse lorsque la longueur d'onde est de l'ordre de 1 à plusieurs mètres, et l'enceinte guère plus grande : que l'« acoustique géométrique » conduise à des résultats parfois valables apparaît comme une heureuse complaisance des phénomènes, sur quoi on n'avait pas le droit de tabler.

Toutefois, cette complaisance est un fait reconnu ; et il est si commode de raisonner sur des rayons sonores, sur leurs réflexions successives, etc..., que le théoricien d'abord choqué doit en prendre son parti : sans abdiquer le droit de contrôle a priori, qui lui fera connaître les points sur lesquels le raisonnement géométrique sera nécessairement en défaut.

Dans l'acoustique géométrique, le phénomène principal est la réflexion ; celle-ci s'accompagne d'une certaine absorption d'énergie, de sorte que le comportement de l'obstacle sera caractérisé par un coefficient de réflexion, ou par un coefficient d'absorption qui sera le complément à 1 du précédent.

Considérons le cas le plus simple, celui d'une onde plane tombant sur un obstacle plan indéfini

$x = 0$ sous une incidence θ : les solutions planes de l'équation du son

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} + k^2 \varphi = 0$$

(qu'on pourra supposer indépendantes de z, moyennant un choix convenable du trièdre de référence) seront des combinaisons linéaires des deux solutions fondamentales

$$e^{ik(y \sin\theta \pm x \cos\theta)}$$

de sorte que la condition aux limites (1) pourra s'écrire :

$$\left\{\left(\frac{\partial}{\partial x} + \alpha\right) e^{iky \sin\theta} \left(e^{ikx\cos\theta} + r\, e^{-ikx\cos\theta}\right)\right\}_{x=0} = 0$$

soit encore :

$$(1 - r)\cos\theta + (1 + r)\alpha = 0,$$

d'où le coefficient d'absorption (en termes d'énergie)

$$\mathcal{A} = 1 - rr^* = -\frac{2(\alpha + \alpha^*)\cos\theta}{\alpha\alpha^* - (\alpha + \alpha^*)\cos\theta + \cos^2\theta}$$

ou encore, en termes de Z et γ,

$$\mathcal{A} = \frac{4 Z \cos\gamma \cos\theta}{1 + 2 Z \cos\gamma \cos\theta + Z^2 \cos^2\theta} \qquad (2)$$

On voit que ce coefficient est étroitement lié à l'impédance acoustique spécifique, et en particulier que deux déterminations expérimentales de $\mathcal{A}$ sous deux incidences distinctes permettent de déduire Z et $\cos\gamma$: si l'on pose, pour simplifier l'écriture

$$\mathcal{B} = \frac{2 - \mathcal{A}}{\mathcal{A}} \cos\theta,$$

et que l'on fasse deux mesures aux incidences θ, θ', il vient :

$$\left\{\begin{array}{l} Z^2 = \dfrac{\mathcal{B} - \mathcal{B}'}{\mathcal{B}'\cos^2\theta - \mathcal{B}\cos^2\theta'} \\ \cos^2\gamma = \dfrac{1}{4}\dfrac{(\cos^2\theta - \cos^2\theta')^2}{(\mathcal{B} - \mathcal{B}')(\mathcal{B}'\cos^2\theta - \mathcal{B}\cos^2\theta')} \end{array}\right.$$

La formule (2), ou plus exactement une formule analogue donnée par Lord Rayleigh pour le cas $\gamma = \frac{\pi}{4}$, a été critiquée comme donnant une absorption nulle sous incidence rasante $\left(\theta = \frac{\pi}{2}\right)$, ce qui serait contraire à l'expérience. Cette critique tombe à faux : si l'on constate effectivement une absorption des ondes rasantes, *c'est que celles-ci ne sont pas planes*, et elles ne sauraient l'être. Il suffit de se reporter à l'équation du son et à la condition aux limites que l'on vient d'écrire, pour voir que sous $\theta = \pi/2$ une onde plane n'est possible que si

$$(1 + r)\alpha = 0 :$$

le premier facteur ne peut être nul sans faire évanouir identiquement l'onde $(1 + r)\, e^{iky}$, il faut donc que $\alpha = 0$; seule une paroi non absorbante peut être léchée par des ondes planes, dès qu'il y a absorption la forme de l'onde rasante change.

Une autre remarque coupera court à certains malentendus : il s'agit, dans le problème aux limites posé, exclusivement d'ondes monochromatiques, donc de pulsation donnée. Toutes les « constantes », et en particulier Z et γ, sont relatives à cette pulsation, et peuvent varier suivant une loi absolument quelconque en fonction de la pulsation considérée comme paramètre. La forme des courbes donnant l'absorption, ou sa valeur moyenne (cf. infra) en fonction de Z, par exemple, n'a donc rien de commun avec les courbes $\mathcal{A}(\omega)$ relevées dans la pratique, à pulsation variable, avec un matériau donné, c'est-à-dire des lois $z(\omega)$ et $\gamma(\omega)$ données.

***

Mesures de $\mathcal{A}$, Z, γ par la méthode de l'incidence.

Ce qui précède fournirait directement une méthode pour mesurer le coefficient d'absorption d'un matériau disposé suivant un plan indéfini, lorsqu'il serait irradié par des ondes sonores planes, de pulsation et d'incidence données. De deux mesures faites sous deux incidences différentes, on tirerait le module et l'argument de l'impédance spécifique.

En fait, on entrevoit tout de suite quelques difficultés à surmonter :

1e Il est difficile de mesurer, sans les troubler et sans être gêné par leurs interférences, les champs incident et réfléchi au voisinage de l'échantillon.

2e La théorie a été faite pour des conditions qu'il est impossible de réaliser rigoureusement ; comment réduire au minimum les effets perturbateurs de la dimension finie de l'échantillon, et ceux de la non-planéité inévitable du champ ?

La première difficulté peut être levée en comparant l'intensité (à distance) du faisceau sonore réfléchi par l'échantillon à celle du faisceau réfléchi, toutes choses égales d'ailleurs, par un plan d'absorption négligeable.

Pour réaliser ce dernier, mesurons l'intensité d'un champ d'ondes planes, à distance suffisamment grande de la source ; interposons non loin de la source un plan réflecteur et recommençons la mesure à la même distance dans le faisceau brisé : le plan sera tenu pour parfaitement réflecteur, à la précision des mesures faites, si la différence entre les deux résultats n'est pas significative. L'expérience montre qu'il en est ainsi d'une dalle de ciment bien poli, pesant 100 kg au m².

Quant aux difficultés du second point (qu'il faut d'ailleurs avoir résolu pour faire l'expérience que l'on vient de décrire sur le miroir parfait), l'effet de bord peut être apprécié en comparant les résultats de mesures faites sur des échantillons de même nature mais de dimensions différentes. Pour une incidence de l'ordre de 50°, nous avons constaté qu'entre 200 et 500 Hz l'effet était très sensible tant que le côté de l'échantillon ne dépassait pas quelques 80 cm, mais qu'au delà l'augmentation des dimensions du panneau n'affectait plus les résultats que de variations inférieures à l'erreur inhérente aux mesures. Nous nous sommes donc arrêtés, au laboratoire du C. R. S. I. M., aux dimensions de 100×100 cm² ; peut-être pourrait-on, pour plus de sécurité, choisir des panneaux un peu plus grands encore, par exemple de 150×150 cm².

La question est beaucoup plus délicate en ce qui concerne la nature du champ acoustique dans la salle de mesure. Il est bien difficile d'éliminer complètement les ondes réfléchies ou diffractées par les parois de la salle, ainsi que le son provenant directement de la source au microphone récepteur. Après de longs tâtonnements, nous nous sommes estimés satisfaits par la disposition suivante pour la salle de mesures (figure 1) :

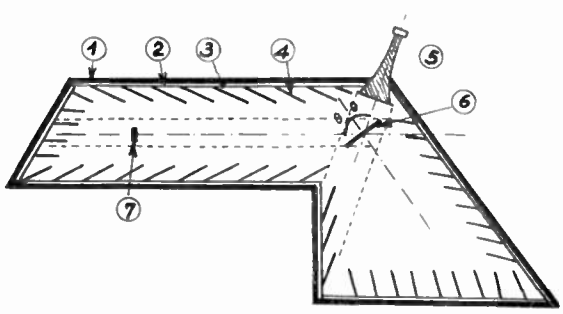


FIG. 1. — Installation pour la mesure des coefficients d'absorption des matériaux, sous l'incidence de 55°.

1 — Bativite.
2 — Isorel perforé.
3 — Air 10 cm.
4 — Tropal 3 cm.
5 — Chambre de compression.
6 — Panneau à essayer.
7 — Micro de mesure.

Si l'on compare les amplitudes des vibrations sonores perçues par le microphone en l'absence du panneau étudié (et qui sont dues à ces réflexions et diffractions parasites) à celles perçues lorsque le panneau est en place, et dont on tient compte pour la mesure de $\mathfrak{A}$, on trouve un rapport inférieur à 1/10 pour les fréquences supérieures à 500 Hz, et à 3/10 entre 150 et 500 Hz : de sorte que les « parasites », pratiquement négligeables aux moyennes et aux aiguës, n'entraînent sur $\mathfrak{A}$, aux graves, qu'une erreur de 11 % au plus.

Il faut veiller, d'autre part, à la planéité du champ, pour que les mesures conservent la signification qu'on leur attribue. Nous avons mesuré le niveau sonore à 1 cm en avant du panneau (centré sur l'axe de la source, munie d'un pavillon exponentiel du commerce) : il ne varie que du simple au double tout au plus, tant que le point de mesure reste à moins de 30 cm de l'axe. C'est la difficulté d'obtenir un faisceau quasi plan plus large qui nous a fait choisir des panneaux de 1 m² et non plus grands.

On a vu que les mesures devaient être faites sous deux incidences, si l'on admet la validité de la condition aux limites (1) et que l'on veuille déterminer les parties réelle et imaginaire de α (ou de z). Nous avons suggéré ailleurs [1] que, dans certains cas, une condition faisant intervenir deux nombres complexes spécifiques conviendrait peut-être mieux : il faudrait alors faire des mesures de $\mathfrak{A}$ sous 4 incidences différentes.

Enfin, une seule mesure pourra suffire, si l'on admet les hypothèses de Sabine dont il va être question dans le paragraphe suivant.

***

Coefficient d'absorption et temps de réverbération.

L'acoustique architecturale moderne repose en grande partie sur un postulat dû à Wallace Sabine, et qui relie la qualité esthétique à une grandeur physique. Ce postulat est le suivant :

La qualité acoustique d'une salle dépend d'un certain nombre de facteurs physiques, dont le plus important est le temps de réverbération, c'est-à-dire le temps que le son met à s'éteindre dans la salle après que sa source a cessé d'agir. Pour une classe d'utilisation déterminée (musique symphonique, chant, discours...) et une grandeur de salle donnée, il existe un temps de réverbération optimum à chaque fréquence.

On peut préciser la signification de ce postulat en remarquant que le champ sonore dans la salle après arrêt du fonctionnement des sources est la solution d'un problème de Cauchy aux vibrations libres, c'est-à-dire d'un problème où, pour chaque mode propre de vibration de la salle, on donne l'état initial à l'instant de la coupure. Le temps de réverbération est alors, pour chaque fréquence propre, et à un facteur constant près, l'inverse du décrément du mode, c'est-à-dire de la partie réelle de la valeur propre. Nous avons calculé [1] l'expression exacte de cette partie réelle : si ω est la pulsation propre considérée, φ le mode propre correspond (répartition spatiale du potentiel des vitesses

à la pulsation ω) on a pour le décrément cherché

$$\delta = \frac{\omega \int \frac{\varphi\varphi^* \cos\gamma}{Z}\, d\sigma}{\frac{2\omega}{c}\int \varphi\varphi^* d\tau - \int \frac{\varphi\varphi^* \sin\gamma}{Z}\, d\sigma}.$$

Appliquons le théorème de la moyenne : en dénotant par $\ll f_D \gg$ une certaine valeur intermédiaire entre min $f(P)$ et max $f(P)$ pour $P \in D$, nous pourrons écrire

$$\delta = \frac{\omega \cdot \ll \varphi\varphi^*_s \gg \int \frac{\cos\gamma}{Z}\, d\sigma}{\frac{2\omega}{c} \ll \varphi\varphi^*_v \gg \int d\tau - \ll \varphi\varphi^*_s \gg \int \frac{\sin\gamma}{Z}\, d\sigma},$$

V étant l'enceinte, de frontière S, et $\int d\tau = v$ son volume. Faisons maintenant quelques hypothèses radicalement simplificatrices :

1e Les absorbants répartis sur S sont purement résistifs ($\gamma = 0$) ; c'est un idéal vers quoi tendent les meilleurs absorbants réels.

2e Le champ sonore résulte d'une superposition d'ondes planes d'incidences θ telles que $Z \cos\theta \gg 1$ (absorbant assez rigide et ondes assez peu inclinées).

3e L'état sonore de l'enceinte est quasi « homogène », c'est-à-dire que $(\max \varphi\varphi^* - \min \varphi\varphi^*)$ est petit dans toute portion de $V + S$. Cette hypothèse précise, trop schématiquement sans doute, l'équivalence de l'audition aux différents points de la salle.

Des hypothèses 1e et 2e on déduit que :

$$\mathfrak{A}(\theta) = \frac{4 Z \cos\theta}{(Z\cos\theta + 1)^2} \# \frac{4}{Z\cos\theta},$$

soit encore :

$$\frac{1}{Z} \# \frac{1}{4}\int_0^{\pi/2} \mathfrak{A}(\theta) \cos\theta \sin\theta\, d\theta = \frac{1}{8}\,\overline{\mathfrak{A}}$$

en désignant par $\overline{\mathfrak{A}}$ la moyenne des absorptions $\mathfrak{A}(\theta)$ pour un mélange d'ondes où toutes les incidences seraient également probables ; de l'hypothèse 3e il résulte que l'on peut confondre $\ll \varphi\varphi^*_v \gg$ et $\ll \varphi\varphi^*_s \gg$; finalement :

$$\delta \# \frac{c}{16\, v}\int \overline{\mathfrak{A}}\, d\sigma .$$

On définit le temps de réverbération T comme celui au bout duquel l'énergie sonore est tombée au 1/1 000 000 de sa valeur à l'instant de la coupure des sources : on a donc

$$T = \frac{3 \log 10}{2\,\delta} \# \frac{0{,}16\, v}{\int \overline{\mathfrak{A}}\, d\sigma} :$$

c'est la célèbre formule de Sabine.

Les hypothèses moyennant quoi nous avons pu l'obtenir ne sont pas sérieusement tenables ; mais elles montrent dans quelles conditions son utilisation sera le moins erronée : champ sonore variant peu d'un point à l'autre de l'enceinte, parois très absorbantes. Tirer de la formule de Sabine une méthode pour la mesure indirecte de $\mathfrak{A}$ en salle réverbérante, c'est-à-dire dans les conditions les plus opposées (parois à absorption quasi-nulle, sauf sur une petite surface recouverte du matériau étudié ; par suite, champs à structure nettement « cristalline », avec surfaces nodales et ventrales marquées) apparaît un peu comme une gageure ; et l'on ne s'étonnera pas si, pour obtenir des résultats cohérents, il faut codifier minutieusement les conditions opératoires, ce qui est la caractéristique des mesures empiriques.

Notons en particulier les faits avérés suivants :

1e Une salle, une source et un panneau absorbant étant donnés, le temps de réverbération dans la salle dépend de l'emplacement de l'échantillon. La théorie ondulatoire permet de rendre compte de façon satisfaisante des variations observées (Barkechli, **[2]**).

2e Une salle et une source étant données, le temps de réverbération varie avec la surface totale de l'échantillon suivant une loi qui diffère appréciablement de la proportionnalité inverse prévue par la formule de Sabine, et aussi avec le morcellement de la surface, ce que la formule ne prévoit pas (Lamoral, **[3]**). On verra en se reportant à **[3]**, dont notre expérience confirme entièrement les conclusions, que les variations du coefficient d'absorption calculé dans différentes circonstances sont considérables.

Il n'est peut-être pas inutile d'ajouter à ce dossier (dont les éléments n'ont rien de surprenant, à la lumière de ce qui a été dit plus haut) quelques données expérimentales supplémentaires :

3e Une salle et un échantillon absorbant étant donnés, le coefficient d'absorption calculé à partir du temps de réverbération diffère sensiblement suivant la nature du son utilisé. La figure 2 donne les résultats relatifs à un certain matériau, pour les 4 types de sources assez couramment préconisés : sons purs, spectre de bande (« bruit blanc ») de 5 et de 50 Hz de largeur, et son modulé dans un intervalle f/10.

4e Une salle, un échantillon, et un type de source étant donnés, les résultats dépendent de la dispo-

sition de la source. La figure 3 donne, pour deux matériaux de types très différents, les coefficients calculés par la formule de Sabine, l'échantillon étant au centre du plancher de la salle, et la source constituée par 4 haut-parleurs disposés, soit aux 4 coins du plancher, soit à ceux du plafond.

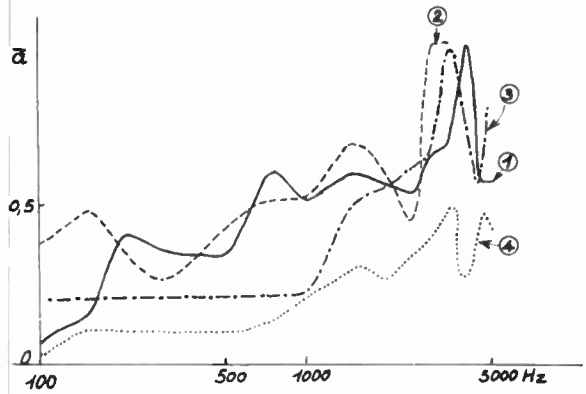


FIG. 2. — Effet de la nature du son, en salle réverbérante.

1 — Son pur.
2 — Son de bande, $\Delta f = 5$ Hz.
3 — Son de bande, $\Delta f = 50$ Hz.
4 — Son modulé, $\Delta f = f/10$.

Ainsi, les mesures en salle réverbérante conduisent à des résultats peu cohérents, dont on conclut sans hésiter que les conditions de validité de la formule

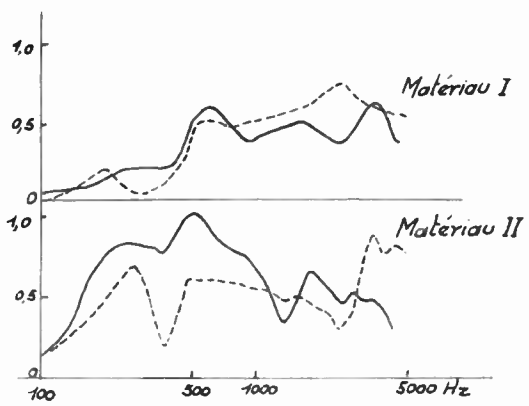


FIG. 3. — Effet de la position de la source en salle réverbérante.

——— Coin du plancher.
– – – – Coin du plafond.

de Sabine ont été dépassées. Nous allons montrer que le point faible est ici l'hypothèse de l'égale intervention des différentes incidences (ou « l'isotropie du champ sonore » postulée) : en effet, si l'on monte en salle réverbérante l'expérience qui permet de déterminer l'absorption sous une incidence donnée, et que l'on calcule le coefficient d'absorption à *partir du temps de réverbération* mesuré après coupure de la source d'ondes planes de direction connue, on obtient des résultats qui sont en accord très convenable avec ceux que donne l'installation de la figure 1. C'est ce que montrent les deux courbes de la figure 4, d'où l'on conclut également à la grande cohérence des résultats obtenus par la méthode d'incidence.

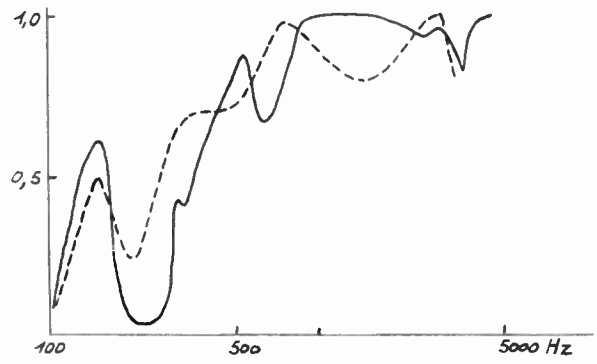


FIG. 4. — Absorption d'un échantillon sous l'incidence de 55°.

——— En galerie (panneau de 1 m²).
– – – – Déduite du temps de réverbération en salle réverbérante (échantillon de 3,5 m²).

Mais si le temps de réverbération n'est pas un observable à recommander pour la déduction des coefficients d'absorption ou des impédances acoustiques, n'oublions pas qu'il demeure, conformément au très important postulat de Sabine, un facteur essentiel de qualité d'une salle. Aussi est-il indispensable de pouvoir prédéterminer ce temps, pour une salle de spectacle ou de conférences en projet ; celle-ci sera, en général, suffisamment différente d'une salle réverbérante pour qu'on puisse présumer valable la formule de Sabine, au moins en première approximation ; de sorte que T sera inversement proportionnel à la somme des absorptions moyennes $\mathfrak{A}$ définies plus haut, et qu'il est utile de relier cette grandeur aux observables $\mathfrak{A}(\theta)$. C'est ce qu'il est bien facile de faire, si l'on admet la validité de la condition aux limites (1), donc la formule (2) pour $\mathfrak{A}(\theta)$: en effet, l'intégration :

$$\overline{\mathfrak{A}} = 2 \int_0^{\pi/2} \mathfrak{A}(\theta) \cos\theta \sin\theta \, d\theta$$

s'effectue en termes finis, et donne, en posant $\cos\gamma = \lambda$

$$\overline{\mathfrak{A}} = \frac{8\lambda}{Z} - \frac{8\lambda^2}{Z^2} \log(1 + 2\lambda Z + Z^2) - \frac{8\lambda(1 - 2\lambda^2)}{Z^2\sqrt{1-\lambda^2}} \left[\operatorname{arc\,tg} \frac{Z+\lambda}{\sqrt{1-\lambda^2}} - \operatorname{arc\,tg} \frac{\lambda}{\sqrt{1-\lambda^2}} \right].$$

Cette expression prend une forme simple dans le cas où $1 - 2\lambda^2 = 0$, c'est-à-dire où $\gamma = \frac{\pi}{4}$. Cette valeur privilégiée de l'argument de Z est celle qui vaut pour le corps poreux théorique, constitué

comme un gâteau de miel, envisagé par Lord Rayleigh ; nous avons montré [4] qu'alors le coefficient d'absorption moyen est pratiquement égal à l'absorption sous 55°. Mais il n'est pas nécessaire de se placer dans des conditions aussi particulières, et que peu de matériaux réels satisfont : en effet, la figure 5

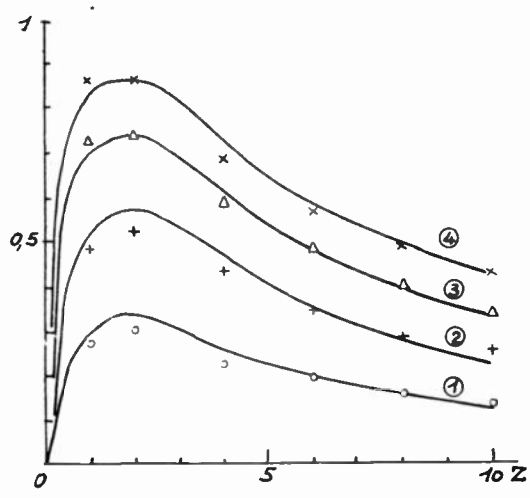


FIG. 5. — Comparaison des valeurs de $\overline{\mathfrak{A}}$ avec celle de $\overline{\mathfrak{A}}$ (55).

1. — $\lambda = 0{,}2$ — $\mathfrak{A}$ (55) × $\overline{\mathfrak{A}}$
2. — $\lambda = 0{,}4$ — $\mathfrak{A}$ (55) Δ $\overline{\mathfrak{A}}$
3. — $\lambda = 0{,}6$ — $\mathfrak{A}$ (55) + $\overline{\mathfrak{A}}$
4. — $\lambda = 0{,}8$ — $\mathfrak{A}$ (55) ○ $\overline{\mathfrak{A}}$

montre que pour toutes les valeurs de l'argument et dans toute la gamme pratique des modules d'impédance, $\mathfrak{A}$ ne diffère que peu de $\mathfrak{A}$ (55°). C'est pour cette raison que l'incidence de 55° a été adoptée pour toutes les mesures faites au C.R.S.I.M. en vue de déterminer les propriétés acoustiques des matériaux de revêtement.

Depuis 1945, de très nombreux matériaux ou agencements de matériaux ont fait l'objet de mesures (1), et un certain nombre – de mesures comparatives en salle réverbérante. Des centaines d'essais effectués, on peut dégager les conclusions suivantes :

(1) L'occasion est bonne pour dire notre amicale reconnaissance à toute l'équipe du Laboratoire, et en particulier à G. CORSAIN, notre collaborateur de la première heure.

1e La mesure de $\mathfrak{A}$ sous une incidence donnée fournit des résultats remarquablement concordants lorsqu'on reprend le même matériau, avec la même installation, à plusieurs années de distance ; et des résultats très convenablement concordants lorsque l'expérience est recommencée sur le même échantillon avec un autre appareillage, dans une salle de laboratoire de conception différente. Il n'y a ni « tour de main », ni précautions à observer autres que celles qui sont de règle en physique expérimentale.

2e Cette mesure est aisée à faire, par le procédé direct, pour des angles d'incidence compris entre 30° et 60° environ. Nous avons fait, pour des incidences plus faibles, des mesures indirectes fondées sur le principe des interférences, comme dans un tuyau de Paris, mais on ne peut accorder aux résultats qu'une confiance limitée.

3e Les $\mathfrak{A}$ (55°) mesurés sont sensiblement différents des $\overline{\mathfrak{A}}$ obtenus en salle réverbérante par les procédés usuels. La courbe qui représente leurs valeurs en fonction de la fréquence a la même allure générale, mais des ordonnées le plus souvent supérieures.

Au reste, pour cinq matériaux de types très différents qui ont été essayés par la méthode de l'incidence et par plusieurs méthodes « classiques », l'écart entre $\mathfrak{A}$ (55°) et le $\overline{\mathfrak{A}}$ qui s'en rapproche le plus est du même ordre que ceux entre les divers résultats « classiques » également légitimes. Enfin, l'ordre de classement qualitatif des matériaux reste invariant.

La comparaison avec les méthodes de mesure de Z, et la vérification de la validité de (1), sont des questions plus délicates, et que nous ne sommes pas encore en mesure de discuter pertinemment.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] VOGEL Th. Sur les conditions aux limites de l'équation du son. *Acustica*, 2 (1952), 281-286.

[2] BARKECHLI M. Régime sonore d'une salle après extinction de la source. *Acustica*, 2 (1951), 59-74.

[3] LAMORAL R. Sur le coefficient d'absorption des matériaux acoustiques. *Onde électr.*, 33 (1953), 461-467.

[4] VOGEL Th. Sur la mesure du coefficient d'absorption du son. *Ann. Télécomm.*, 8 (1953), 93-96 ; cf. aussi : *C. R. S. I. M.* Notes n° 64 (1945), 1-4.

ISOLEMENT ACOUSTIQUE DE STRUCTURES LOURDES

PAR

J. PUJOLLE

Ingénieur en chef des télécommunications

I. — Objet des mesures.

Dans plusieurs constructions de centres de Radiodiffusion et Télévision et notamment dans la future Maison de la Radio de Paris, se trouveront de grands studios placés au voisinage immédiat les uns des autres. Il faut que les parois qui les séparent soient très isolantes pour que l'exploitation des studios voisins puisse être faite sans aucune gêne réciproque.

Le but des essais entrepris par la division Acoustique du Service des Bâtiments de la R.T.F. était de rechercher la structure lourde la plus économique qui soit juste suffisante pour assurer un isolement acoustique convenable entre ces studios.

Il a été parfois dit dans la littérature technique qu'un isolement moyen de 65 à 70 dB entre des studios voisins était suffisant pour qu'il n'y ait aucune gêne réciproque. Nous verrons par la suite ce qu'il faut penser de cette donnée. Disons tout de suite que cette valeur est nettement trop faible. Elle avait été retenue néanmoins par nous avant les mesures, pour la construction des salles d'essais.

II. — Salles de Mesures.

Un laboratoire fut spécialement construit pour ces essais. Il comporte essentiellement 2 chambres, chacune de 30 m³ environ, séparées par la structure à essayer faisant 3,50 m par 2,50 m soit 8,75 m² (Fig. 1). Des précautions spéciales ont été prises pour que les transmissions indirectes entre ces 2 chambres soient réduites au minimum. Les sources sonores devaient être placées dans une chambre dite d'émission, et écoutées dans une chambre, dite de réception. Cette dernière chambre devait être extrêmement bien isolée à la fois de l'extérieur et de la chambre d'émission par voie indirecte. Elle est constituée par une double enveloppe de murs de béton banché de 35 cm d'épaisseur séparés par un intervalle d'air de 65 cm constituant une cavité amortie avec de la laine de verre collée sur ses faces intérieures. L'accès à cette chambre ne peut se faire qu'après avoir traversé 3 petites ouvertures de 0,60 × 0,80 m fermées par des portes lourdes métalliques, spécialement conçues pour avoir un très fort pouvoir isolant.

Les parois des 2 chambres sont séparées par une coupure générale remplie de liège. Il y a évidemment double plancher et double plafond et les murs ne reposent sur le radier général que par l'intermédiaire d'une feuille de plomb. Le plafond intérieur ne repose sur les murs que par l'intermédiaire d'une couche de Klegecell. Toutes ces dispositions ont été prises en vue de réduire au minimum les transmissions indirectes du son et des vibrations.

Les murs ont été revêtus d'un enduit ciment bien lisse, ce qui rendait les 2 salles très réverbérantes. La salle de réception fût traitée par la suite pour plusieurs raisons :

1° Eviter les phénomènes de résonance dans la chambre, dus à l'existence de fréquences propres bien distinctes dans la zone des basses fréquences ;

2° Ramener le temps de réverbération autour de 0,5 s, temps à peu près normal pour un bureau deces dimensions. Nous avons pu ainsi par la suite écouter dans des conditions normales des enregistrements de musique passés dans la chambre d'émission à un niveau égal à celui qui existe dans un grand studio d'orchestre symphonique. Il était ainsi possible de se rendre compte si le niveau d'intensité des sons reçus dans la 2° chambre était assez bas pour ne causer aucune gêne aux personnes se trouvant dans cette salle.

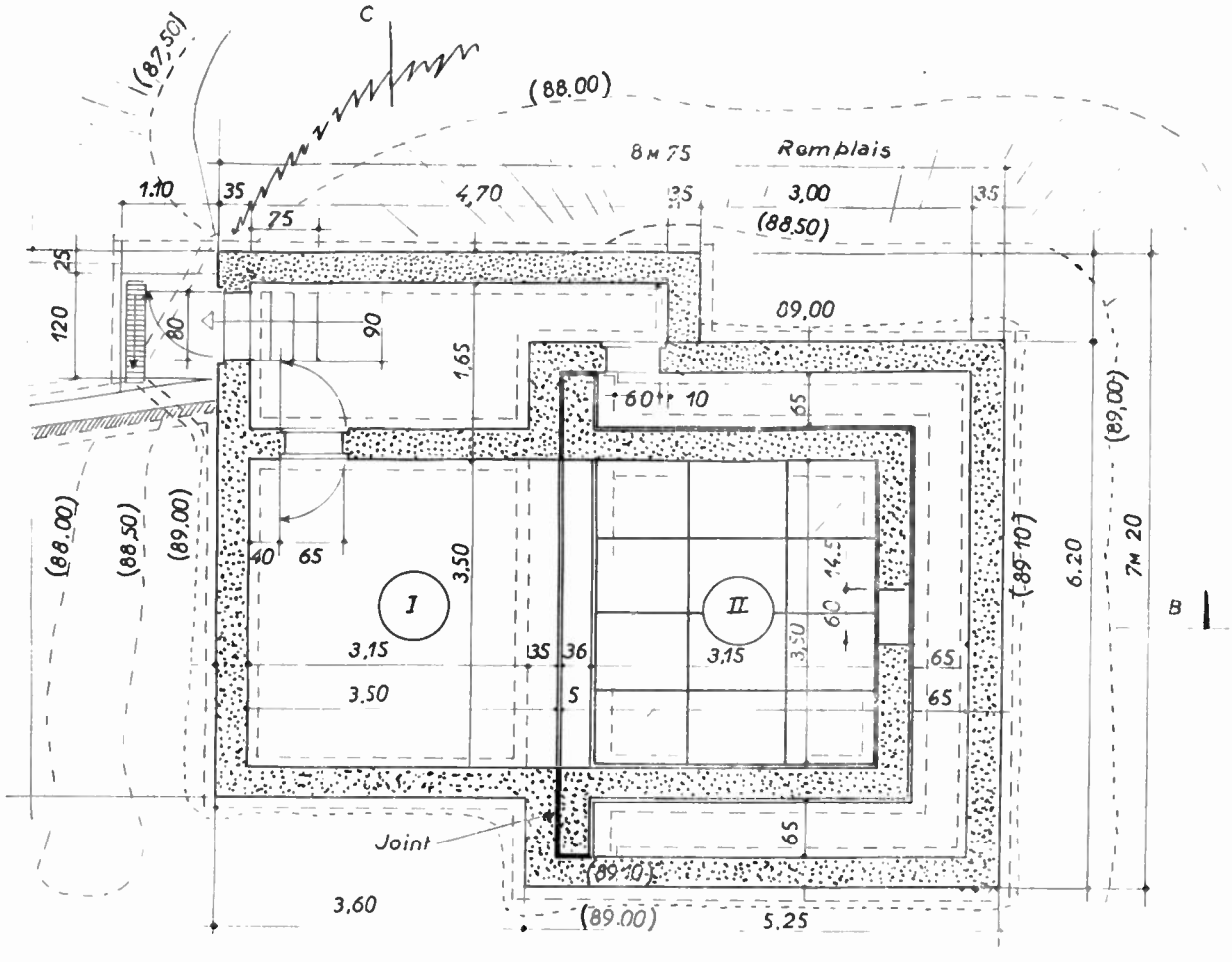


FIG. 1

3° Rendre à peu près nul le terme $\log \frac{A}{S}$ qui apparaît dans la formule donnant l'isolement acoustique :

$$D_n = L_1 - L_2 - 10 \log \frac{A}{S}$$

En effet $S = 3.50 \times 2.50 = 8.75$ m²

et $A = \frac{0.16\ V}{T_r}$ où $V = 27$ m³, $T_r = 0.5$ environ

donc $A = 8.6$ environ.

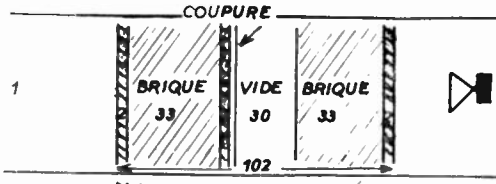
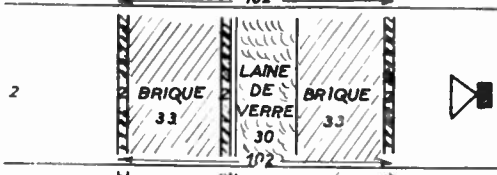
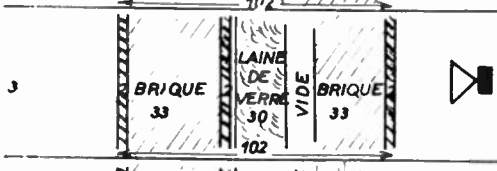
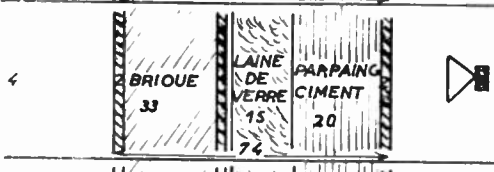
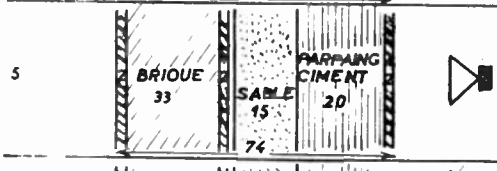
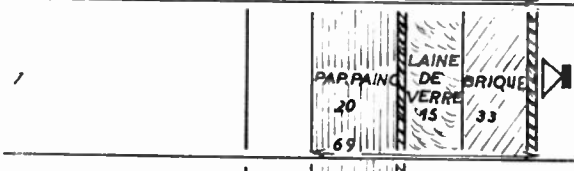
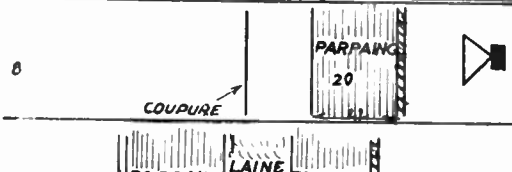
Les valeurs données plus loin pour l'isolement des murs seront donc en réalité celles de l'isolement brut $D = L_1 - L_2$, étant bien entendu qu'elles diffèrent très peu de l'indice d'affaiblissement acoustique :

$$D_n = L_1 - L_2 - 10 \log \frac{A}{S}$$

III. — Appareillage de mesure.

Le bruit était produit par un souffle de tube cathodique très amplifié ; ce bruit a un spectre continu très large. Il était découpé par un filtre tiers d'octave, puis il passait par un amplificateur de puissance 100 watts alimentant une batterie de haut-parleurs. Comme certaines structures essayées étaient très isolantes, il était indispensable de produire un bruit très intense dans la chambre d'émission. Nous sommes arrivés jusqu'à 130 dB environ pour certaines bandes de fréquences. Le bruit « blanc » a été préféré à tout autre type de bruit parce qu'il donne un niveau d'intensité acoustique dans les chambres assez constant d'un point à un autre.

La chaîne de réception était formée d'un microphone dans chaque chambre d'un préamplificateur à grand gain, d'un 2e filtre tiers d'octave pour réduire au minimum le bruit de fond et d'un enregistreur de niveau rapide.

		DATE D'ESSAI	POIDS TOTAL EN Kg/m2	ISOLEMENT MOYEN A 560 Hz	LOI DE MASSE	AMELIOR.
1		22/9/54	1 350	69	56,5	12,5
2		1 & 4/10/54	1 350	74	56,5	17,5
3		6/10/54	1 350	75,4	56,5	18
4		18/10/54	1140	75	55	18
5		20/10/54	1350	70	56,5	13,5
6		8/11/54	1 800	80 (1) 87 (2)	55	22 29
7		20_27/12/54	1100	67 (1) 73 (2)	55	12 18
8		12/1/55	440	59	49	10
9		21/1/55	880	77	54	23
10		21/3/55	1320	94 (2)	56,5	37,5

(1) 1ere METHODE GLOBALE

(2) 2eme METHODE : TRANSMISSION DIRECTE S

(2) LA METHODE AMELIOREE : TRANSMISSION DIRECTE SEULE

TABLEAU I. — Isolement des murs essayés par la R. T. F.

Une commutation manuelle permettait de passer d'un microphone à l'autre. Le microphone utilisé dans la chambre de réception devait être très sensible, puisque les niveaux recueillis étaient très faibles. Nous avons d'abord employé des microphones électrodynamiques du type 55. A. Melodium, puis un microphone spécial qui possédait une sensibilité supérieure de 15 à 20 dB à celle du 55 A. dans la zone des fréquences 800 à 2 500 Hz, zone très intéressante puisque correspondant aux plus forts isolements.

Les fréquences de mesure correspondant aux fréquences centrales des bandes passantes des filtres étaient les fréquences normalisées 100, 120, 160 et la suite jusqu'à 3 200 Hz. Parmi les résultats figurent aussi les isolements moyens, calculés comme moyenne des isolements pour les 16 bandes passantes des filtres. Ces valeurs moyennes donnent une bonne idée de la valeur des structures isolantes, car, pour les très forts isolements que nous avons mesurés, les courbes sont assez régulières. Elles montent de 100 à 3 200 Hz et l'isolement moyen est très voisin de celui qui est relevé à 565 Hz, moyenne géométrique de 100 et 3 200 Hz.

IV. — Résultats des mesures.

Les structures essayées étaient constituées par 2 types de murs :

1° Mur de briques pleines de 33 cm d'épaisseur ;

2° Mur de parpaings de ciment de 20 cm d'épaisseur. Ces parpaings étaient fabriqués dans des moules, puis les vides intérieurs étaient soigneusement remplis de ciment.

Les murs étaient séparés par des intervalles d'air de 30 ou 15 cm en général remplis de laine de verre en vrac.

Le premier mur construit était recouvert sur ses 2 faces d'un enduit ciment de 2 cm d'épaisseur, le 2e mur d'un enduit sur la seule face extérieure, puisqu'il n'était pas possible d'atteindre la face intérieure.

Le tableau I schématise la suite des opérations effectuées, et les résultats obtenus.

Nous avons commencé avec 2 murs de briques et recherché l'influence du remplissage de l'intervalle d'air et de sa grandeur.

Remplir complètement l'intervalle de 30 cm avec de la laine de verre fait monter l'isolement de 5 dB environ. Il revient au même d'appliquer sur un côté de l'intervalle de la laine de verre bakélisée de 8 cm d'épaisseur.

Après l'essai n° 3, une écoute fut faite dans la chambre de réception. Elle a montré que la structure n° 3 était insuffisante au point de vue isolement. Certaines parties de l'enregistrement étaient entendues nettement. L'isolement était pourtant de 74.5 dB en moyenne. Cette valeur se révélait trop faible et nous avions en vue dès ce moment d'utiliser une structure comprenant trois murs.

Auparavant nous avons recherché un allègement des murs en remplaçant le mur de briques de 33 par un mur de parpaings de ciment de 22. Et pour diminuer l'encombrement qui devenait trop important pour trois murs nous avons réduit l'intervalle d'air de 30 à 15 cm.

Ces modifications n'ont pas entraîné de baisse sensible de l'isolement par rapport à l'essai n° 3. C'est dire l'excellence du mur de parpaing de ciment, ce qui sera confirmé par la suite.

Au passage nous avons voulu avec le 5e essai, examiner ce que pouvait apporter le sable remplissant complètement l'intervalle d'air. Malgré une augmentation de poids de plus de 200 kg, l'isolement ne fut pas amélioré, bien au contraire, il a baissé de 3 dB. Le sable n'était pas un matériau de remplissage à retenir, parce que formant pont acoustique entre les 2 éléments de la structure isolante.

La structure n° 4 fut alors reprise et un 3e mur de briques de 33 lui fut ajouté (encombrement total : 1,34 m) pour voir si une structure de 3 murs était suffisante. Les premiers résultats donnaient un isolement moyen de 80 dB, qui, à l'écoute, se révélait encore insuffisant, mais il était à peu près certain que les transmissions indirectes prenaient une importance prépondérante. Les valeurs trouvées n'étaient donc pas celles de l'isolement des 3 murs.

Nous avons eu l'idée de prendre un haut-parleur très puissant et de l'enfermer dans une boîte ouverte côté de la structure à essayer. La boîte était appliquée par ce côté sur le mur en essai. L'affaiblissement des transmissions indirectes était ainsi augmenté de 10 à 15 dB. L'isolement moyen est alors passé de 80 à 87 dB.

Une écoute faite dans la chambre de réception nous révéla qu'effectivement la musique devenait presque inaudible, seuls les sons de fréquences situées dans la bande 300-600 Hz pouvaient encore causer une légère gêne. Comme les parpaings de ciment paraissaient meilleurs que la brique, nous avons remplacé les 2 murs extérieurs de briques de 33 par 2 murs de parpaings de ciment de 22 cm.

Un mur de briques fut d'abord démoli (essai n° 7), celui qui était du côté chambre de réception. Les 2 murs restant se trouvaient donc du même côté de la coupure entre les 2 chambres. Ils étaient ainsi étroitement liés par leurs bords. Le résultat n° 7 comparé au n° 4 le montre bien : 67 dB au lieu de 73, soit une différence de 6 dB.

La mesure faite par la 2e méthode, avec une boîte supplémentaire donne 73 dB ; fait remarquable, c'est le même isolement que celui de l'essai n° 4, ce qui montre bien l'efficacité de la coupure faite dans le bâtiment pour affaiblir les transmissions indirectes. On perd 6 dB quand les murs sont liés par leurs bords.

Le 2e mur de briques fut démoli : essai n° 8. Seul restait le mur de parpaings de ciment. Comme prévu son isolement était très bon : 59 dB en moyenne, supérieur à celui d'un mur de briques d'au moins 50 cm d'épaisseur.

L'ensemble des résultats pour ces 8 essais était très cohérent. La comparaison des essais 4 et 8 d'une part,

6 et 7 d'autre part, montrait que l'adjonction d'un mur de briques de 33 à une structure, mur séparé par une coupure de cette structure faisait monter l'isolement de 14 dB.

La comparaison de 7 et 8 d'une part, 4 et 6 d'autre part montrait une amélioration de 7 à 8 dB seulement lorsque le mur de briques ajouté à la structure n'est pas séparé d'elle par une coupure. On en revient toujours à un chiffre de 6 à 7 dB pour évaluer l'efficacité de la coupure.

Les derniers essais 9 et 10 portent sur 2 et 3 murs de parpaings de ciment. Les intervalles d'air sont toujours de 15 cm et remplis de laine de verre en vrac. L'isolement moyen pour 2 murs est de 77 dB supérieur à celui de 2 murs de briques de 33 séparés par 30 cm (essai nº 2 : 74 dB).

La comparaison des essais 8 et 9 d'une part, 4 et 8 d'autre part donne 14 dB d'amélioration pour l'adjonction d'un mur de briques, 18 dB pour le mur de parpaings.

était appliquée contre les murs en essai. L'isolement supplémentaire qu'elle apportait aux transmissions indirectes était de l'ordre de 20 dB. L'isolement moyen mesuré est de 94 dB. La musique symphonique émise dans la chambre source était devenue inaudible dans la chambre de réception. La structure recherchée était trouvée.

Il faut ajouter que le 3e mur de parpaings placé du côté de la chambre source avait été monté sur du liège sur ses 4 bords. Les résultats trouvés indiquent de façon claire qu'il est indispensable de créer 2 coupures dans la construction entre le 1ee et 2e mur, ainsi qu'entre le 2e et le 3e.

Les tableaux de résultats indiquent dans les 2 dernières colonnes les isolements que donneraient les murs s'ils ne formaient qu'un seul mur compact et les améliorations par rapport à ces valeurs des isolements trouvés pour les structures complexes.

Les valeurs de l'isolement en fonction de la fréquence ont été portées sur les courbes de la figure 2. On

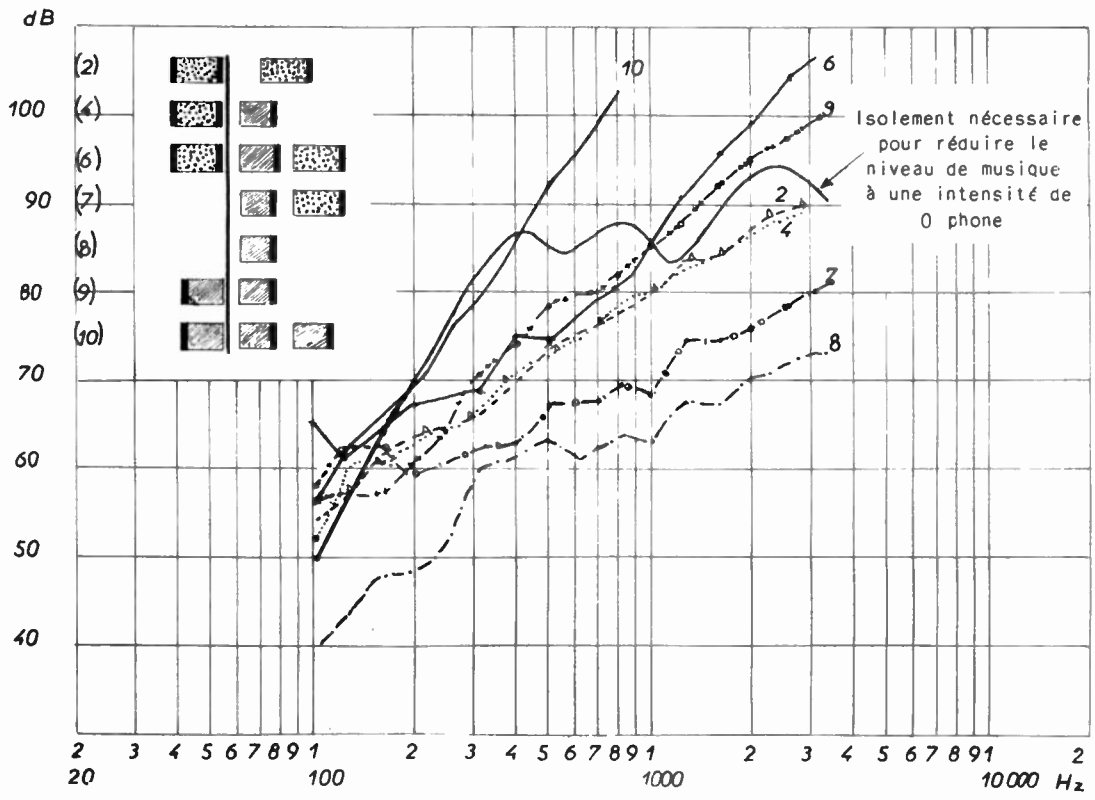


FIG. 2.

Le mur de parpaings est donc meilleur de 4 dB . La comparaison de 8 et 9, 6 et 7 donne une différence de 5 dB en faveur des parpaings. La concordance est excellente.

Comme l'isolement prévu pour l'essai nº 10 était très fort, nous avons aménagé une véritable petite chambre dans la chambre d'émission, cette boîte

y voit que l'isolement augmente assez régulièrement en fonction de la fréquence et les courbes peuvent être rangées en 3 catégories :

1º Courbes dont la pente moyenne est la plus faible : 5 dB par octave. Ces courbes concernent les murs uniques ou les ensembles de murs se comportant comme un seul mur ;

2° Courbes dont la pente moyenne est de 7 à 10 dB par octave ; se rapportent aux véritables doubles murs ou aux ensembles de murs se comportant comme 2 murs bien séparés ;

3° Courbes dont la pente moyenne est la plus forte : 15 dB environ par octave pour les triples murs.

Sur la même figure nous avons rapporté la courbe donnant l'isolement nécessaire pour réduire le niveau de musique symphonique (niveau maximum de 75 % des pointes) à une intensité physiologique de 0 phone dans la chambre de réception, d'après le spectre moyen donné pour la musique de certains orchestres par Sivian, Dunn et White (J.A.S.A. - 2, 330 - 1931). Ce graphique met encore en évidence l'excellence de l'isolement des 3 murs de la combinaison 10. Pour finir nous répéterons que cet isolement n'a été obtenu qu'après avoir affaibli considérablement les transmissions indirectes. Le succès d'une réussite dans les très forts isolements n'est obtenu qu'à cette condition: prendre de très importantes précautions pour empêcher les transmissions indirectes.

NOUVELLE CARACTÉRISTIQUE ACOUSTIQUE DES SALLES ET RÉALISATION D'UN COMPTEUR ÉLECTRONIQUE POLYVALENT

PAR

R. LAMORAL

Ingénieur Docteur, Ingénieur des Télécommunications

ET

R. TREMBASKY

Chef de Section Technique

Principe

Jusqu'à ces derniers temps, il était admis de caractériser studios et salles de concert par la notion de temps de réverbération. Or, cette caractéristique est importante certes, mais insuffisante pour définir l'acoustique des salles.

Un second paramètre permettant vraisemblablement d'avoir une idée plus précise sur la qualité d'un studio serait un *indice de diffusion en fonction de la fréquence*, de même que l'on utilise l'idée de temps de réverbération en fonction de la fréquence.

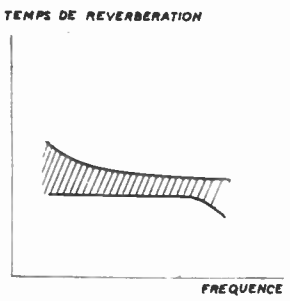


FIG. 1

Remarquons tout d'abord le point suivant :

Il est connu que lorsque la diffusion du son est faible (murs lisses à traitement acoustique homogène) la salle est médiocre et à l'autre extrême, lorsque les murs sont très diffusants (polycylindres sur toutes les faces par exemple) la prise de son devient difficile, en particulier pour les émissions dramatiques en raison d'une impossibilité de localiser les différentes sources sonores.

Entre ces deux cas extrêmes, il y a pour chaque utilisation d'une salle (musique, théâtre, etc...) une *diffusion optimum* à obtenir de même qu'il y a un temps de réverbération optimum que l'on s'efforce de réaliser dans chaque cas.

On peut aussi affirmer que l'indice de diffusion doit se trouver entre deux courbes limites (figure 2), de même que le temps de réverbération doit se

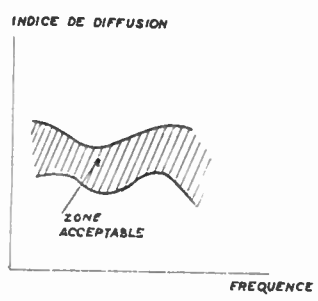


FIG. 2

trouver entre deux courbes limites (figure 1) ceci pour un volume donné et une utilisation donnée. Autrement dit il y aurait une certaine « zone » dans

laquelle devrait se trouver l'indice de diffusion en fonction de la fréquence si l'on veut espérer obtenir dans le local considéré des qualités acoustiques intéressantes.

Remarque.

Des essais avaient déjà été entrepris par la Division Acoustique, il y a quelques années à l'occasion de la réalisation des studios de Lille : on explorait la salle point par point à l'aide d'un sonomètre pour déterminer les irrégularités de niveaux. Cette méthode s'avéra très imprécise vu les appareils à notre disposition ; les erreurs de lecture sur le sonomètre étaient du même ordre de grandeur que les écarts de niveaux d'une position microphonique à l'autre. Par ailleurs cette tentative de mesures n'entrait pas dans le cadre d'une idée générale.

Plan de l'étude.

Nous désirions au départ :

1. - Définir cet indice de diffusion,

2. – Mettre au point un appareil susceptible de le mesurer.

DIFFUSION

Nous avons décidé de compter les irrégularités de niveau dans une salle ou dans une maquette de la manière suivante :

– Supposons que, à l'aide d'un générateur basse-fréquence suivi d'un amplificateur de puissance et de deux haut-parleurs répartis on envoie dans la salle un son d'une certaine fréquence à un niveau maintenu parfaitement constant à la source.

– Si on explore à l'aide d'un microphone tournant placé à l'extrémité d'un bras (d'environ deux mètres) le niveau sonore dans la salle, on enregistre évidemment des variations en fonction de la position du microphone, donc du temps.

– On peut compter à l'aide d'un compteur spécial les pointes de niveaux atteignant une certaine valeur (*réglable*) au-dessus du niveau dit « moyen » et cela pour toute la gamme des fréquences audibles.

APPAREIL

– Un fait nous est apparu au cours de la réalisation de l'appareil : il était possible de mesurer non seulement la diffusion comme prévu au début, mais encore bien d'autres paramètres caractéristiques. Cela a évidemment compliqué le dispositif réalisé mais nous permet de mesurer plusieurs caractéristiques considérées jusqu'à présent comme intéressantes en acoustique architecturale et ce qui suit montre assez bien combien s'est élargi notre champ d'action initial.

Possibilités actuelles.

1. — Mesure et comptage (jusqu'à 10 000) des variations de tension (pouvant descendre jusqu'à 0.1 dB) pour des fréquences de variations comprises entre ε et 4 000 à la seconde : application aux irrégularités de niveaux (diffusion) comme exposé plus haut. C'était là notre but initial.

2. — Mesure de variations de tension, mais autour d'une valeur moyenne décroissante cette fois : application donc aux irrégularités de décroissance pendant un temps de réverbération.

3. — Mesure du temps de réverbération lui-même à toutes les fréquences désirées et découpage de celui-ci en tranches dans le temps pour le cas où on serait intéressé par l'étude particulière d'un début de décroissance par exemple.

4. — Mesure de l'intervalle de temps séparant deux variations successives de niveau, ou si l'on veut, mesure de l'intervalle de temps entre deux impulsions (il reste possible de discriminer ici des impulsions d'amplitudes différentes).

5. — Mesure de la différence de niveau entre les deux premières impulsions d'un train d'impulsions (d'un nombre quelconque) : application à la mesure des isolements phoniques même sur chantiers. La méthode de M. Raes devient alors susceptible d'une précision impossible à l'origine.

6. — Mesure des fréquences comprises entre ε et 30 000 c/s.

7. — Mesure des irrégularités de niveau d'une voix ou morceau de musique (c'est une mesure analogue à 1 mais au lieu d'explorer « géographiquement » une salle en y envoyant une excitation constante, on mesure en un point fixe en étudiant les variations du niveau sonore en ce point.

8. — Mesure des irrégularités de réponse des systèmes électroacoustiques.

Ces possibilités ne sont pas restrictives, mais une recherche d'autres applications aurait retardé les premières réalisations, ce que nous désirions éviter.

Remarquons pour terminer que l'appareil est étalonné en *sonomètre*, sa limite inférieure étant de 34 dB (niveau acoustique). Ceci signifie que nous sommes en mesure d'enregistrer une variation de niveau de 0.1 à 0.2 dB autour de 34 dB. 34 dB correspond à une tension d'entrée à l'amplificateur de 1 micro-volt.

Le tableau suivant donne schématiquement le fonctionnement de notre dispositif dans les différents cas d'application. Pour chaque utilisation, à chaque point du schéma, correspond une forme d'onde indiquée à la même hauteur.

Chaîne d'appareillage.

La chaîne se compose de :

- un microphone tournant,
- un amplificateur
- un compteur et ses circuits annexes.

– Le microphone tournant et l'amplificateur sont classiques et nous ne les décrirons pas ici.

– Tous les montages de compteur électronique exigent à leur entrée des impulsions négatives ou positives. Une méthode simple pour obtenir de telles impulsions consiste à différencier des signaux à fronts

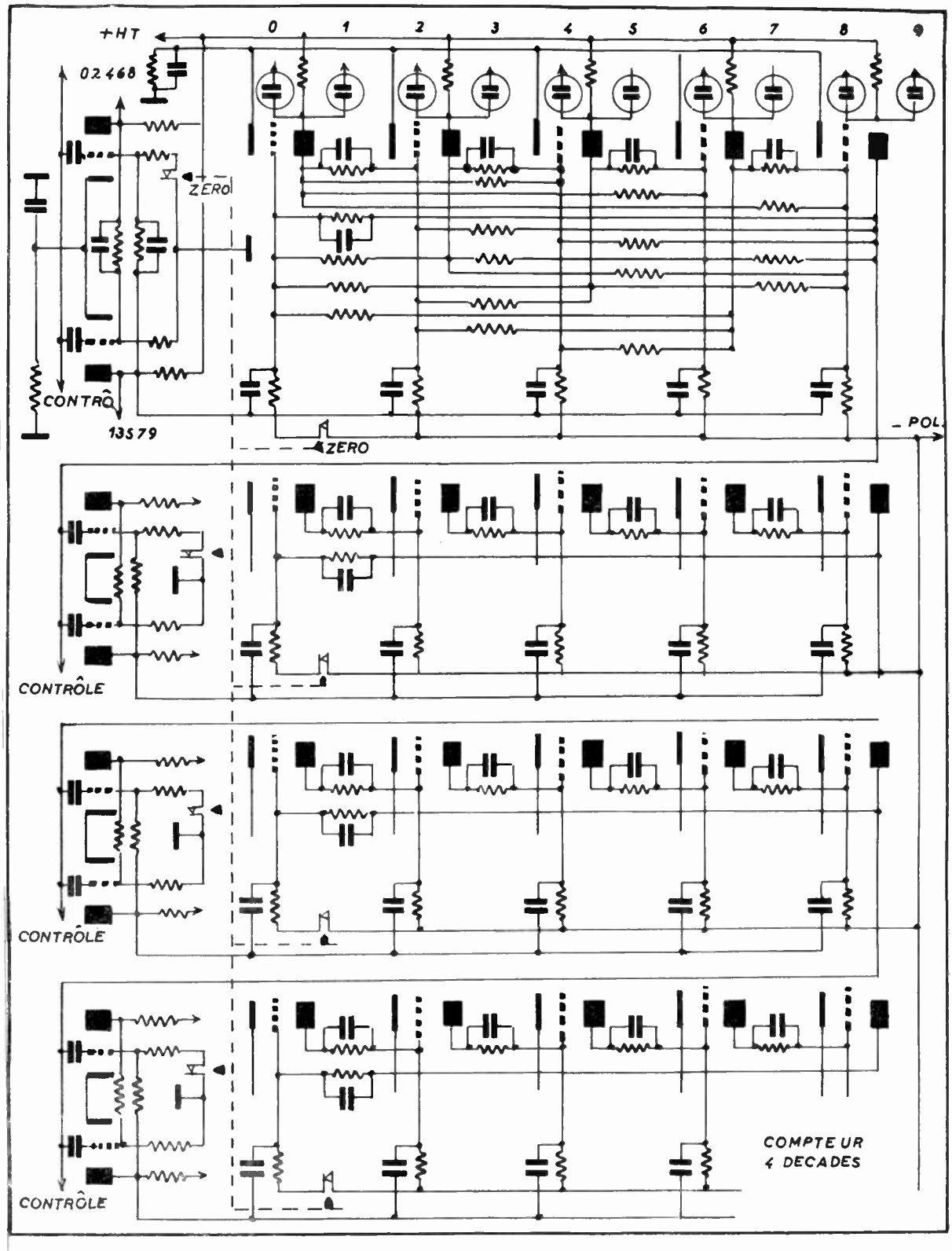


FIG. 3. — Schéma général

raides, c'est-à-dire des signaux rectangulaires, obtenus dans ce cas à partir des signaux quelconques enregistrés par le microphone et amplifiés par l'amplificateur lui faisant suite.

— Par ailleurs les variations que nous cherchons à compter ne sont pas rectangulaires : il nous faut donc transformer des signaux quelconques en signaux rectangulaires, lesquels une fois différentiés et donc

transformés en impulsions brèves seront capables de faire fonctionner le compteur proprement dit.

– De plus, lorsque nous envoyons une fréquence quelconque dans la salle, le compteur compte automatiquement cette fréquence et non les variations de son enveloppe. Il faut donc prévoir une détection et un filtrage de manière à ne compter que les irrégularités de l'enveloppe et non la fréquence porteuse.

– Enfin, étant ignorants des limites de fréquence des variations, il nous a paru bon de se réserver la possibilité de transformer en signaux rectangulaires aussi bien les variations d'une tension continue que d'une tension alternative (ceci pour permettre le comptage de variations lentes). Il peut arriver en effet que dans certains cas les variations soient extrêmement lentes, c'est-à-dire la fréquence de variation très faible.

La chaîne se composera donc en fait de :

– un microphone tournant, enregistrant le niveau sonore dans la salle ou la maquette,

– un amplificateur amplifiant le signal recueilli par le microphone,

– un redresseur éliminant la moitié négative du signal,

– un filtre éliminant la fréquence porteuse,

– un transformateur de signaux quelconques en signaux rectangulaires,

– un différentiateur transformant les signaux rectangulaires en impulsions brèves,

– un compteur proprement dit avec ses réglages.

Montages utilisés dans les divers éléments.

Les différents éléments de la chaîne définie ci-dessus sont plus ou moins dérivés de montages connus (Trigger, bascule de Schmitt, etc...) utilisant 2 tubes ou plus, couplés entre eux de telle sorte que un seul tube débite à la fois, bloquant les autres pendant ce temps.

Le compteur, capable de compter jusqu'à 9999 est composé de 4 décades fonctionnant en 2 fois 5, montage plus économique que le « ring counter » initialement réalisé. Il est très stable, fonctionnant depuis 6 mois maintenant sans aucune panne ou reréglage, et d'une inertie extrêmement faible (inférieure à 30 micro-secondes).

Sur les clichés, tout ce qui est compté est représenté par les *flancs descendants* des signaux rectangulaires (différenciés par la suite).

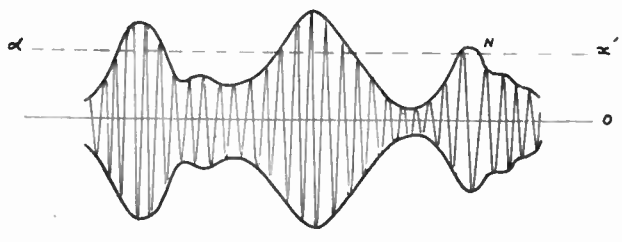


FIG. 4

Utilisations

(Détail des opérations dans chaque cas)

1° – MESURE ET COMPTAGE DES IRRÉGULARITÉS DE NIVEAUX

Soit le signal suivant enregistré par le microphone (la porteuse, c'est-à-dire la fréquence distribuée par les haut-parleurs, avec pour enveloppe la courbe des niveaux en l (position du microphone).

Si nous désirons compter les irrégularités dépassant tel ou tel niveau sonore moyen, il s'agit en fait de pouvoir faire varier la hauteur de la droite $x\,x'$ représentant le niveau N par rapport au O et pour chaque « hauteur » de $x\,x'$ d'enregistrer le nombre de bosses (ou de creux).

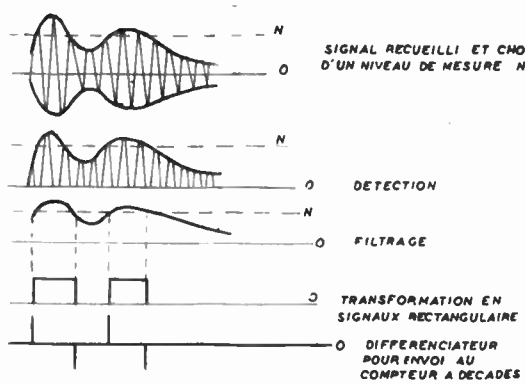


FIG. 5

– *Succession des opérations* :

Nous avons la suite d'opérations suivantes :

Et application de ces impulsions (les impulsions négatives seulement) au compteur, pour comptage pendant un temps déterminé.

Il sera possible de connaître par exemple le nombre de crêtes ayant dépassé x décibels pendant t minutes.

– Pour arriver à ce résultat, plusieurs systèmes ont été essayés que nous rappelons brièvement :

a) Polarisation opposée de la diode de redressement.

L'inconvénient est une dynamique assez réduite (32 dB) due à la saturation de l'amplificateur. Par ailleurs l'étalonnage du potentiomètre de réglage du

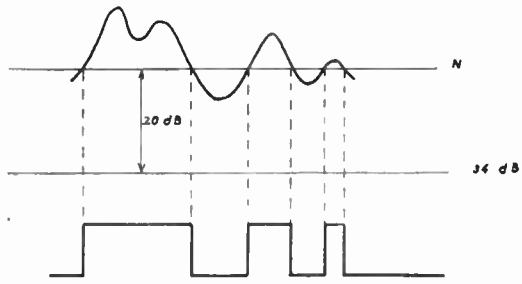


FIG. 6

Mesure d'irrégularité (premier exemple : Figures 7 à 15)

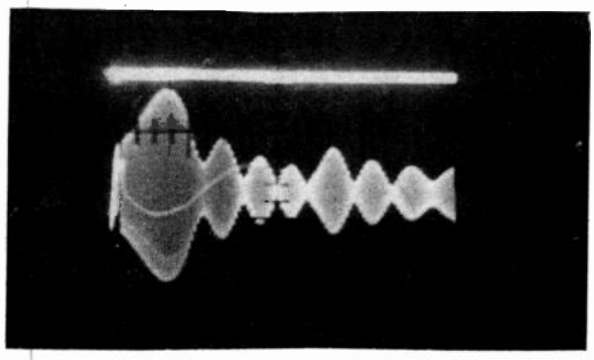


FIG. 7. — En bas le signal enregistré.
En haut, ce que l'on envoie au compteur. Le niveau de mesure est si bas que l'on ne rencontre aucun creux : le compteur compte zéro.

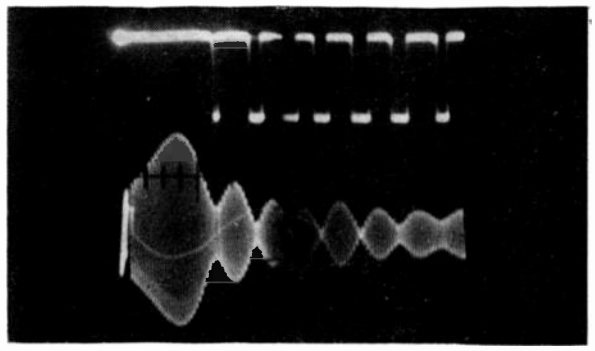


FIG. 8. — Idem, on augmente le niveau où l'on mesure : on rencontre *toutes* les irrégularités : les signaux rectangulaires d'en haut seront différenciés et envoyés au compteur.

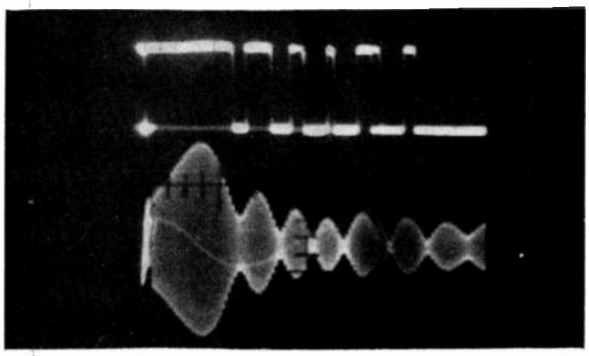


FIG. 9. — Idem, on augmente encore le niveau où on mesure : les crêtes les plus faibles ne sont plus enregistrées.

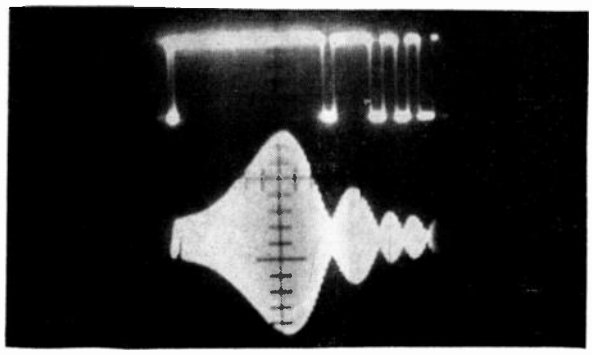


FIG. 10. — Idem, on augmente de nouveau le niveau de mesure : le nombre de crêtes transformées en signaux rectangulaires pour comptage ultérieur diminue.

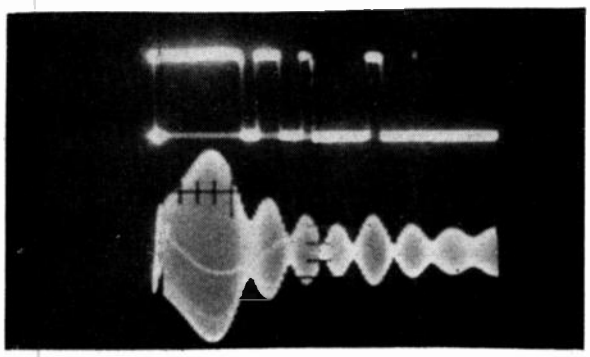


FIG. 11. — Idem, on a encore augmenté le niveau de mesure : on compte 4.

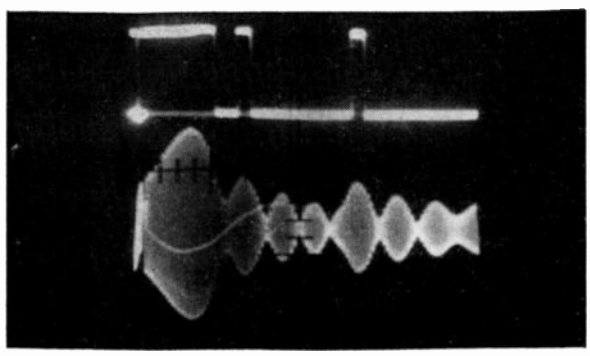


FIG. 12. — Idem : on ne compte plus que 3.

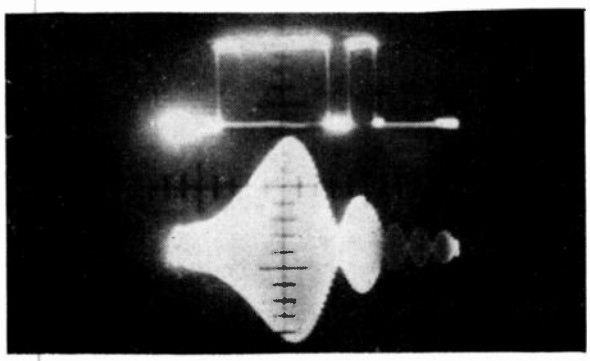


FIG. 13. — Toujours le même signal, on n'enregistre plus que les 2 crêtes supérieures.

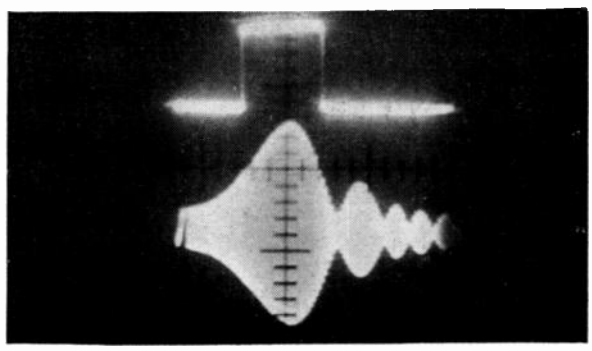


FIG. 14. — Idem, 1 seule « saillie » est transformée pour comptage.

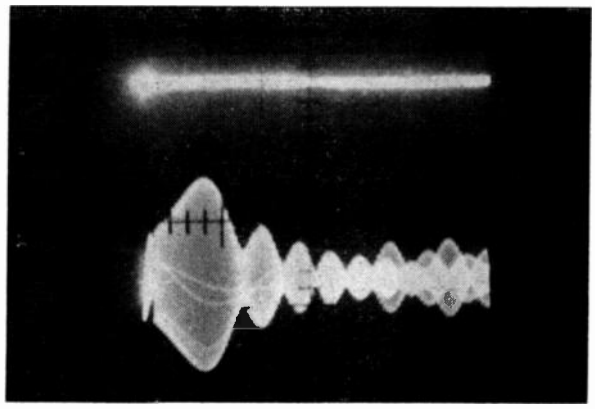


FIG. 15. — Le niveau au-dessus duquel on enregistre les saillies est trop élevé (il dépasse la 1re crête, la plus haute) et le compteur compte zéro.

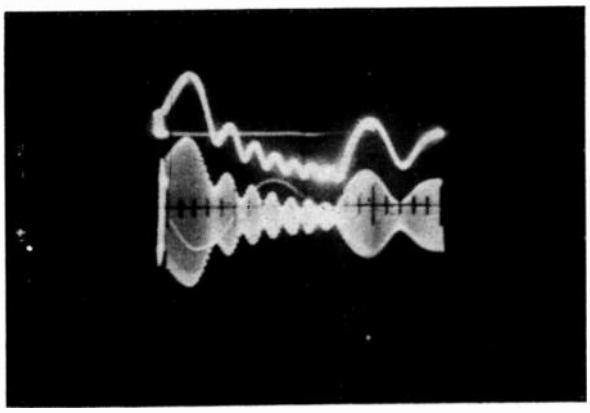


FIG. 16. — *Détection et filtrage.*
en bas : signal étudié
en haut : le même après détection et filtrage.

niveau est assez imprécis car la détection ne peut pas être considérée comme linéaire pour 32 dB.

b) Tension opposée sur la grille de la bascule.

Mêmes inconvénients que ci-dessus, avec en plus la distorsion (assez faible) de l'EL. 34.

c) Système retenu :

En l'absence de signal (pot. à zéro) on règle à l'aide d'un potentiomètre la tension grille de la 1re bascule à 7 volts de manière à l'amener en position de repos (le tube d'entrée ne débite pas). Un tube néon signale cette position. Dans cette position, le compteur comptera pour un signal dépassant, à l'entrée 34 dB (niveau acoustique).

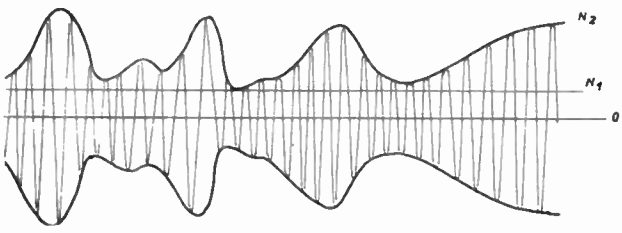


FIG. 17

La dynamique possible sera donnée par l'amplification maximum de l'amplificateur. Ampli à fond, nous avons 34 dB, niveau acoustique à l'entrée. Si le gain de l'ampli est de 100 dB, nous pouvons enregistrer des crêtes dépassant 134 dB.

Prenons le cas de la figure où nous cherchons le nombre de crêtes au-dessus de 34 + 20, c'est-à-dire 54 décibels (acoustiques). Il y en a 3 et l'amplificateur capable d'un gain de 100 dB a ici un gain de 100-20, soit 80 décibels.

En faisant varier son gain on peut ainsi explorer le nombre de crêtes à différents niveaux et les compter.

– Prenons enfin pour fixer les idées le cas suivant : en nous réglant sur le niveau N_1 on ne compte rien en nous réglant sur le niveau N_2 on ne compte plus rien.

Mais nous pouvons à chaque niveau intermédiaire (de décibel en décibel si nous le désirons) compter les crêtes.

2° – MESURES DES IRRÉGULARITÉS D'UNE DÉCROISSANCE

(Application à l'irrégularité de décroissance du niveau pendant un temps de réverbération).

Nous avons vu que l'on disposait d'un signal continu sur l'anode de l'EL34. Si on envoie cette information à la bascule réglée au maximum de sensibilité, elle va se déséquilibrer pour toute portion du signal supérieur à 34 dB ; on aura un signal rectangulaire d'amplitude constante de largeur correspondant au temps de décroissance. Nous avons ainsi transformé quelque chose de décroissant en quelque chose de constant.

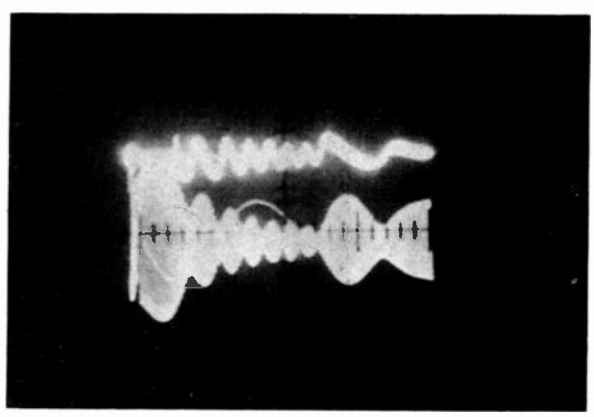


FIG. 18. — *Irrégularités dans une décroissance.*
en bas : signal étudié
en haut : le même détecté, filtré et *rendu horizontal*, ce qui nous ramène au cas des irrégularités simples.

Si on supprime la composante continue du signal sortant de l'EL. 34 nous aurons toutes les irrégularités autour de la décroissance axées sur une droite horizontale.

Nous sommes ramenés au problème n° 1 de comptage des irrégularités et nous nous sommes affranchis de la décroissance exponentielle qui nous gênait.

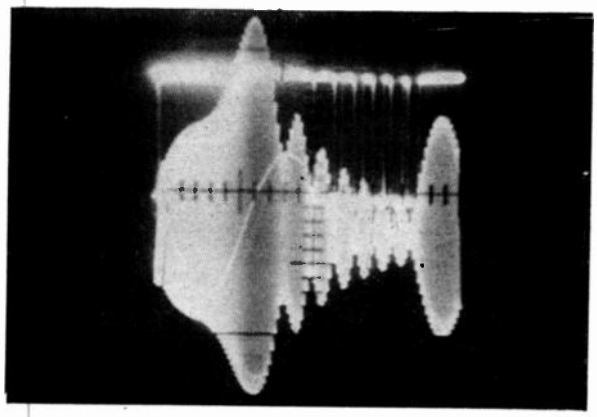


FIG. 19. — Le niveau de mesure est très faible.

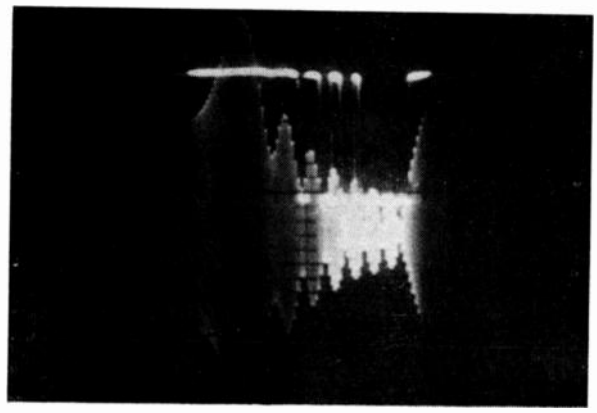


FIG. 20. — On augmente un peu le niveau

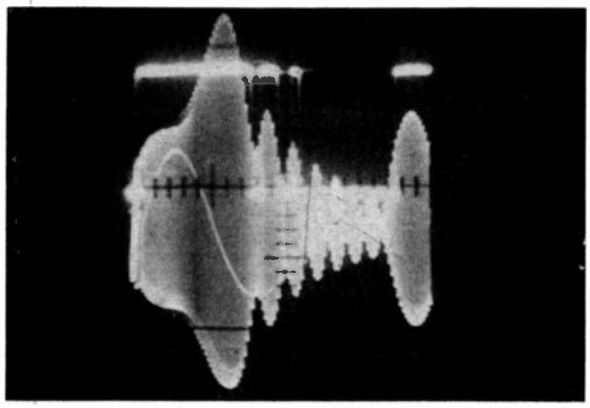


FIG. 21. — On augmente le niveau.

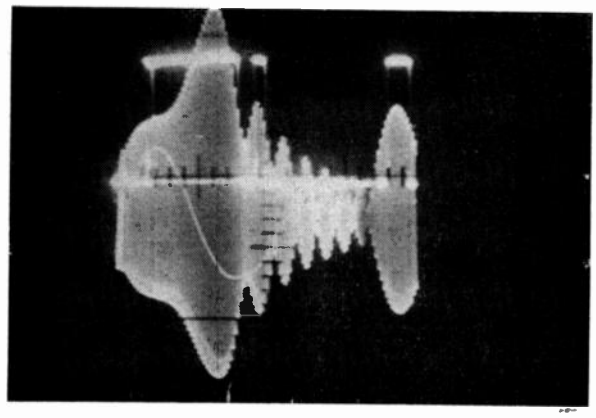


FIG. 22. — On augmente le niveau.

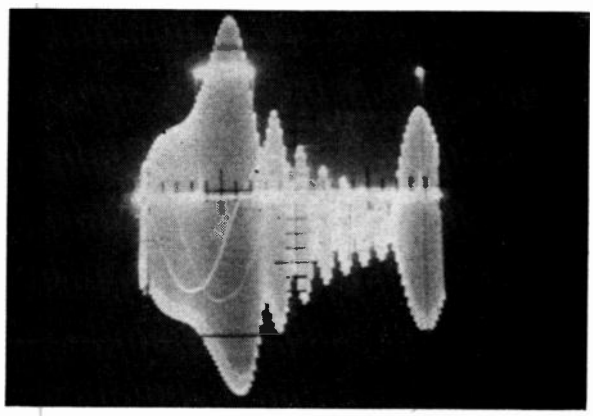


FIG. 23. — On ne compte plus que 2.

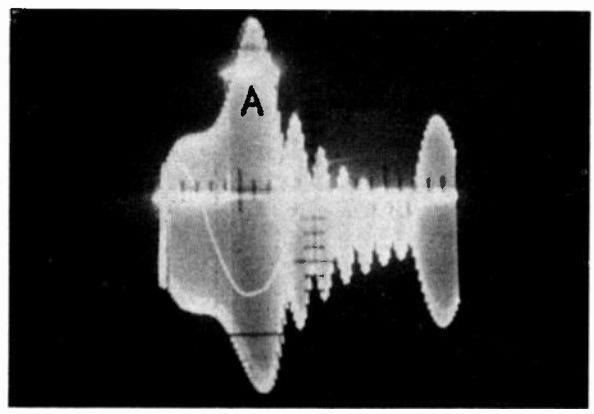


FIG. 24. — On ne compte plus que 1 (basse A).

Irrégularités : 2e exemple.

Comme dans les figures 7 à 15, on a pris un signal et on explore systématiquement des niveaux allant de zéro à une valeur supérieure à la crête la plus importante. Pour chaque niveau on voit sur les figures les signaux rectangulaires correspondants (que l'on a obtenus après détection et filtrage du signal d'origine) destinés à être différenciés et envoyés au compteur.

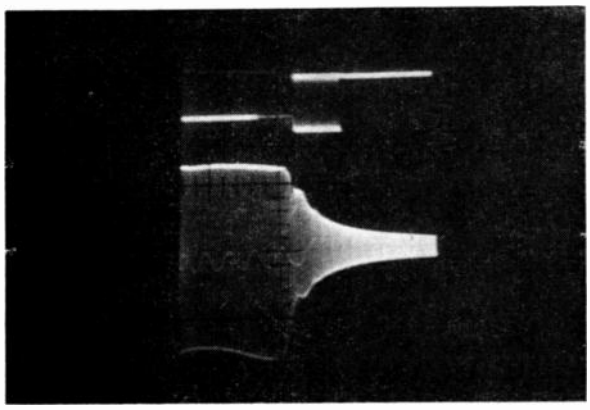


FIG. 25. — Temps de réverbération total.

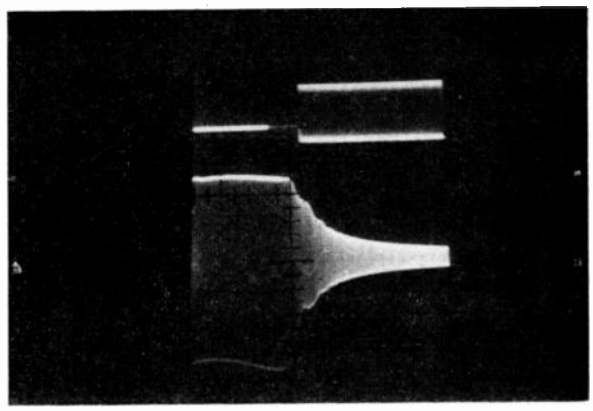


FIG. 26. — Temps de réverbération fractionné (début de décroissance).

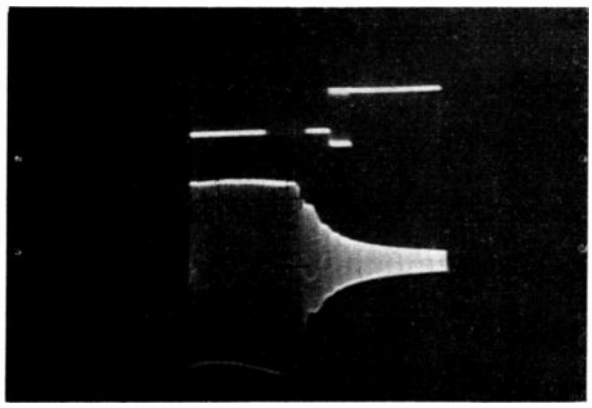


FIG. 27. — Temps de réverbération fractionné.

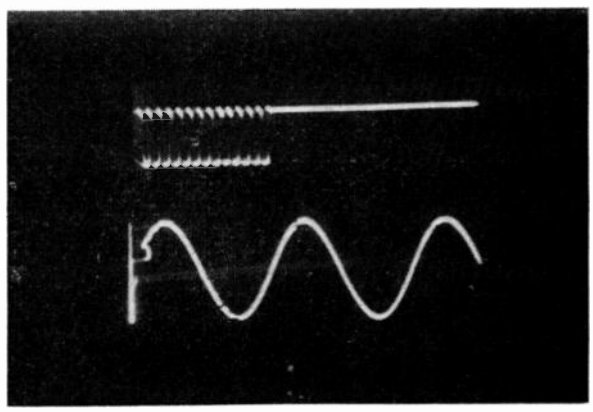


FIG. 28. — Mesure de la durée entre 2 impulsions. On voit sur la trace supérieure le déclenchement du 1 000 Hz pendant le temps à mesurer.

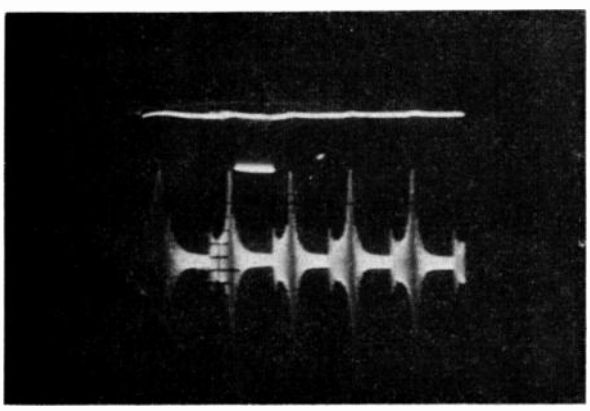


FIG. 29. — Idem : Mesure de la durée entre 2 impulsions.

Bien entendu, si nous voulons faire une étude complète de ces irrégularités, c'est-à-dire les compter pour un certain nombre d'amplitudes (comme on a fait pour le problème 1) il est nécessaire de reproduire plusieurs fois la décroissance, autant de fois que l'on a choisi de niveaux à explorer.

3° MESURE D'UN TEMPS DE RÉVERBÉRATION

Nous venons de voir qu'il était possible de disposer d'un signal dont la largeur dépend uniquement du temps de décroissance.

L'anode de la bascule est à un potentiel variant en fonction du temps de décroissance et peut nous servir à bloquer ou débloquer un oscillateur à 1 000 c/s délivrant des signaux rectangulaires que l'on différentie et envoie au compteur proprement dit.

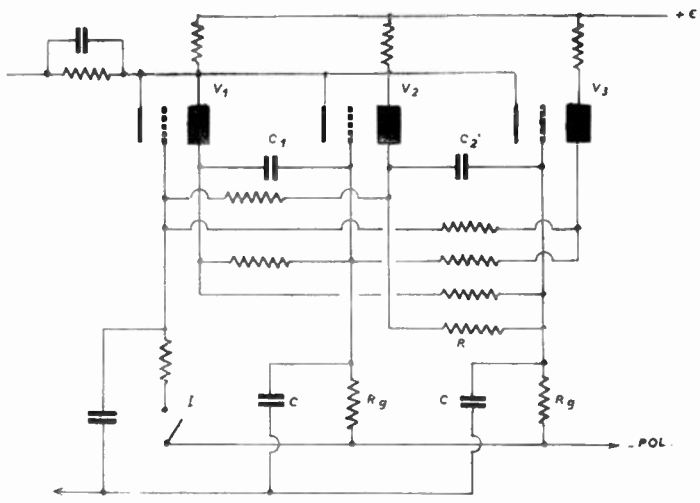


FIG. 30

Nous obtenons ainsi le T.R. par simple lecture du compteur, la limite supérieure du T.R. mesurable est alors de 9,99 secondes, limite rarement atteinte, même dans les grands volumes très réverbérants et aux fréquences basses.

4º – Mesure de l'intervalle de temps séparant 2 variations successives

Supposons les éléments réglés de telle sorte qu'un seul tube débitant bloque les 2 autres par les ponts formés des résistances R_g et R. Coupons un court instant l'interrupteur I, la grille de V_1 devient positive et le tube débite, bloquant V_2 et V_3. Envoyons à l'entrée du système, par l'intermédiaire des capacités C un signal rectangulaire qui sera dérivé par ces mêmes condensateurs C. Pour une impulsion positive V_1 continuera à débiter puisque déjà sa grille est positive ; V_2 et V_3 resteront bloqués par V_1. Pour une impulsion négative, V_2 et V_3 sont déjà bloqués mais V_1 se débloque pendant la durée de l'impulsion. V_1 en se bloquant envoie une impulsion positive à la grille de V_2 qui se débloque et rend les grilles de V_1 et V_2 négatives. L'état du tube V_3 ne change pas, mais la tension négative sur V_1 accentue l'effet causé par l'impulsion négative de l'entrée.

Pour une seconde impulsion positive V_2 continue à débiter. La seconde impulsion négative fait tourner le cycle d'un pas.

Pour la troisième impulsion négative V_3 se débloque pendant la durée de l'impulsion mais V_3 ne peut envoyer l'impulsion positive à V_1 ou V_2. La grille de V_3 redevient positive, V_1 et V_2 étant bloqués imposent la polarité de V_3.

Nous constatons que si on ne boucle pas le circuit, le cycle s'arrête sur le 3e tube. V_2 est débloqué pendant la durée entre la 1re impulsion négative et la seconde.

Si nous utilisons cette particularité pour asservir un oscillateur 1 000 Hz par l'intermédiaire de V_2, nous pouvons compter et mesurer la durée de l'intervalle entre 2 impulsions successives (en millisecondes si on utilise un oscillateur à 1 000 Hz) par envoi au compteur du 1 000 Hz déclenché pendant ce temps à mesurer.

5º – Mesure des isolements phoniques

Nous venons de voir qu'il était possible de séparer les deux premières impulsions d'un train quelconque d'impulsions, et par suite de compter leur intervalle. Mais ces deux impulsions peuvent être :

a) la première, reçue par un microphone placé près du haut-parleur d'excitation dans la salle d'émission classique des mesures d'isolement phonique ;

b) la deuxième, reçue par un microphone placé de l'autre côté de la cloison ou paroi quelconque à mesurer, dans la salle de réception habituelle des mesures d'isolement phonique.

Tout chemin autre que *bc* est obligatoirement plus long que *bc*, et le plus court chemin autre que *bc* entre la source sonore (haut-parleur) et un quelconque microphone (M_1 ou M_2) est *ac*. Les chemins *c n a* (chemin acoustique passant par une ouverture possible) ou *c m a* (après réflexion sur une paroi de la salle) sont plus longs.

Il résulte de ceci que la première impulsion correspond au niveau sonore dans la salle d'émission et la seconde au niveau sonore dans la salle de réception, de l'autre côté de la paroi à mesurer.

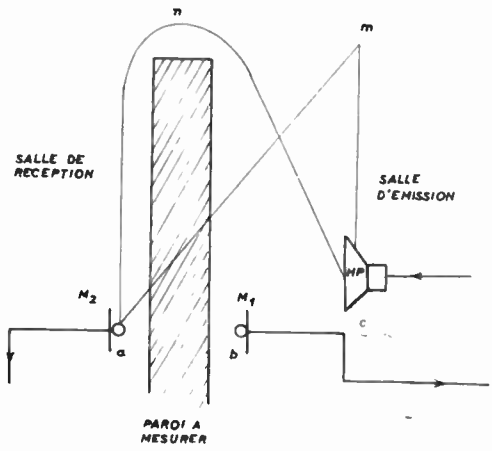


Fig. 31

Les autres chemins, c'est-à-dire les impulsions portant un numéro d'ordre supérieur à 2 sont stoppés par le dispositif de Lewis décrit dans (4) et il est alors aisé, à l'aide de l'amplificateur à niveau étalonné et réglable décrit plus haut de connaître la différence de niveau entre le signal recueilli par M_1 et celui qui est recueilli par M_2. Cette différence n'est autre que l'isolement phonique cherché.

Cette méthode a l'avantage de permettre des mesures d'isolement de murs même entourés d'ouvertures, ou encore d'un panneau placé en champ libre avec rien autour. Le principe de la mesure a quelque parenté avec la méthode de M. Raes, l'avantage résidant en une grande précision de mesure, plus grande en fait que celle obtenue par les mesures classiques.

LA MESURE DES BRUITS
PROBLÈMES PHYSIQUES ET PROBLÈMES PHYSIOLOGIQUES

P. BARON

Ingénieur à la Direction des Etudes et Recherches de l'Electricité de France

1. — Historique. - Position de la question.

On appréciait jadis — c'est-à-dire il y a une trentaine d'années — l'intensité des bruits par des méthodes assez sommaires, telle que celle qui consistait à éloigner progressivement de l'oreille un diapason et à déterminer la distance à laquelle le son qu'il produisait était masqué par le bruit. De même, pour analyser un bruit, on utilisait un tube résonnant dont on faisait varier la longueur.

Les mesures de bruit proprement dites sont apparues avec *l'appareil de Barkhausen*. Il comprenait un écouteur fournissant un son de fréquence donnée qu'on réglait en intensité jusqu'à ce qu'il paraisse aussi intense que le bruit.

Le principe de cette méthode a reçu une consécration officielle en 1937 lors de la conférence internationale d'acoustique au cours de laquelle il a été proposé d'évaluer les bruits en comparant leur force sonore — qu'on appelle maintenant sonie — à celle d'un son à 1 000 Hz, le résultat trouvé étant exprimé en *phones*. Le phone est défini de la façon suivante au projet de vocabulaire de l'AFNOR :

« On dit que le niveau d'isosonie d'un son ou d'un bruit est de N phones quand la sonie du son ou du bruit est jugée équivalente par un auditeur normal moyen à celle d'un son pur de 1 000 Hz se propageant par ondes planes face à l'auditeur et dont la pression acoustique est de N décibels au-dessus du niveau de référence de 2.10^{-4} barye ».

Cette définition — qui recevra sans doute encore quelques raffinements — est très précise. Malheureusement les conditions de propagation prescrites peuvent difficilement être remplies, sauf lors d'essais ayant un caractère de recherche et l'appareil de Barkhausen lui-même ne donne pas exactement le niveau d'isosonie.

La comparaison d'un bruit à un son pur est par ailleurs une opération difficile, d'autant plus difficile — et aléatoire — que leur différence de tonalité s'accroît. Cela conduit à une mise en œuvre qui, dans le cas de la pratique industrielle, est absolument prohibitive.

La méthode de Barkhausen éliminée, on s'est retourné vers la *méthode de masque*, en déterminant l'élévation du seuil d'audibilité d'un son de fréquence donnée en présence du bruit. La détermination du seuil d'audibilité est assez aisée — beaucoup plus aisée que la recherche de l'isosonie — mais l'effet de masque dépend essentiellement de la différence de tonalité existant entre bruit et son de référence. C'est au point que, lors des études sérieuses, on faisait varier la fréquence du son de référence et traduisait les résultats sous la forme d'une courbe appelée *audiogramme du bruit*, courbe qui présentait une certaine analogie avec le spectre sonore.

La difficulté de caractériser le bruit par un chiffre unique a fait abandonner la méthode de masque mais on y revient maintenant d'une façon indirecte : l'effet de masque des bruits constitue en effet un critère très intéressant qu'on est parfois amené à préciser ; cela se fait par des méthodes de calcul basées sur l'analyse spectrale.

L'intérêt des *mesures objectives* est trop évident pour qu'il soit nécessaire d'y insister. Elles n'ont cependant de valeur que pour autant que leurs résultats soient en accord avec l'impression auditive, c'est-à-dire que si, comparant entre eux les bruits A et B, la différence entre les niveaux sonores indiqués par l'appareil correspond effectivement à la différence entre les niveaux d'isosonie.

Cette correspondance a été recherchée surtout en se référant à l'influence de la fréquence sur la sensibilité de l'oreille mais il existe d'autres facteurs qui ont au moins autant d'importance, telle la loi d'addition des composantes du bruit. Tout cela ne peut être suivi que d'une façon très médiocre par les appareils de mesure classiques, aussi la tendance est-elle d'analyser le bruit et d'en calculer ensuite d'une façon approximative le niveau d'isosonie par une recomposition convenable.

Connaîtrait-on exactement le niveau d'isosonie qu'on ne devrait d'ailleurs pas s'estimer satisfait. Si nous nous intéressons aux bruits, c'est en effet uniquement parce qu'ils nous gênent. Mais la difficulté réside dans la définition de cet *effet de gêne*.

Il se présente sous de multiples aspects, en général assez flous. Cependant, chaque fois qu'on a pu en préciser un, tel la surdité ou encore l'effet de masque sur les conversations, on s'est aperçu que le niveau d'isosonie ne suffisait pas à le caractériser et qu'il fallait se baser sur l'analyse spectrale.

Tout cela ne conduit pas à condamner les appareils de mesure objectifs du type classique mais à les utiliser avec une grande prudence.

Les problèmes qui se posent sont en fait de 2 types bien différents :

— la comparaison entre bruits qui, à cause de leur communauté d'origine, ont des caractères assez voisins. C'est le problème qu'on rencontre le plus couramment dans l'industrie, qu'il s'agisse d'établir un classement entre machines du même genre ou de préciser l'effet de certaines modifications constructives. Il y a alors un parallélisme assez bon entre les résultats de la mesure physique, le niveau d'isosonie et l'effet de gêne. La comparaison dont il s'agit doit être faite avec une grande précision — de l'ordre du décibel — car une réduction de quelques décibels nécessite parfois de sérieux efforts ; elle correspond d'ailleurs à une amélioration appréciable. Cela implique que les caractéristiques de l'appareil de mesure ainsi que les conditions d'essais soient rigoureusement définies. On voit ainsi apparaître l'utilité des règlementations, des codes d'essais, malgré leur caractère conventionnel.

— la comparaison entre bruits d'origine essentiellement différente, par exemple un bruit de fond et un bruit perturbateur, pour définir le degré d'audibilité de ce dernier. Une telle comparaison implique une analyse spectrale, l'interprétation de ses résultats, qui comporte d'ailleurs une certaine élasticité, ne peut être faite que par des personnes compétentes et en précisant bien le critère auquel on se réfère.

On pourrait y ajouter un troisième problème : l'établissement de barèmes généraux de bruits. Ce qui vient d'être dit montre qu'il ne présente qu'un intérêt limité : à quoi sert d'établir des barèmes dont on ne peut rien tirer de sérieux ?

Toutes ces questions ont fait l'objet de nombreuses études et il existe d'excellentes mises au point, tel le « Handbook of Noise Measurement » de Peterson et Beranek (1). On vient d'ailleurs de faire paraître aux Etats-Unis, sous les auspices de l'« Acoustical Society of America », un périodique « Noise Control » où tous les problèmes de mesure sont traités.

En ce qui concerne les appareils, il existe des équipements sérieux permettant de résoudre les divers problèmes qui se posent.

2. — Aspects physiques de la mesure des bruits.

On a l'habitude de caractériser les bruits par le niveau de leur *pression acoustique*. Cela provient du fait que les microphones usuels — qui suivent d'ailleurs en cela l'oreille — sont sensibles aux variations de pression de l'onde sonore. Cette façon de faire permet de caractériser des ambiances sonores, non des sources.

2-1. - Définition des sources sonores.

Une source sonore est définie par la *puissance qu'elle rayonne*. Partant de là, et éventuellement des caractéristiques de directivité, il est possible de calculer le niveau de pression à une distance donnée dans un milieu de caractéristiques acoustiques connues.

Si la source a un rayonnement uniforme et est placée dans un espace homogène, indéfini, sans absorption, on a *à des distances suffisamment grandes par rapport à ses dimensions* :

$$p^2 - \rho c I = \rho c \frac{W}{4 \pi r^2}$$

W : puissance de la source ;

I : intensité à la distance r ;

p : pression à la distance r ;

ρc : impédance acoustique du milieu. (ρ : densité, c : vitesse de propagation du son).

La propagation est dite en *ondes progressives*.

Lorsque le rayonnement n'est pas uniforme, on définit dans chaque direction un coefficient de directivité Q par le rapport entre l'intensité relevée dans cette direction et sa valeur moyenne sur la sphère de rayon r :

$$p^2 = \rho c \frac{W}{4 \pi r^2} Q$$

Un tel régime de propagation ne se rencontre que dans l'air calme ou en chambre sourde.

Dans les locaux ordinaires, la réverbération entraîne une augmentation générale du niveau sonore, augmentation qui peut devenir telle que le régime soit uniforme dans l'espace (chambre réverbérante). On a dans ce dernier cas :

$$p^2 = \frac{4 W}{R} \rho c$$

R est la surface d'absorption équivalente du local, définie par la relation :

$$R = \Sigma \alpha S$$

α étant le coefficient d'absorption de chaque élément de surface s.

(1) Edité par General Radio.

R est évidemment lié à la durée de réverbération T et au volume V par :

$$T = \frac{0{,}16\ V}{\Sigma\ \alpha S}$$

V en m³ S en m² T en s

Dans le cas général, on obtient un régime intermédiaire entre les 2 précédents ; la pression a alors pour valeur :

$$p^2 = \rho c \left(\frac{Q}{4\pi r^2} + \frac{4}{R} \right) W \qquad (1)$$

Cette relation est fondamentale. Elle permet de calculer la pression acoustique en un point quelconque d'un local donné, connaissant la puissance de la source et ses caractéristiques de directivité.

Il est logique d'adopter pour les puissances — comme pour les pressions et les intensités — une échelle logarithmique. Aux Etats-Unis, on a choisi un niveau 0 correspondant à 10^{-13} Watt (1).

(1) Ce niveau correspond à la puissance transportée par un son de 2.10^{-4} barye traversant normalement une surface de 1 pied carré dans les conditions usuelles de température et de pression (20° C, 760 mm de mercure).

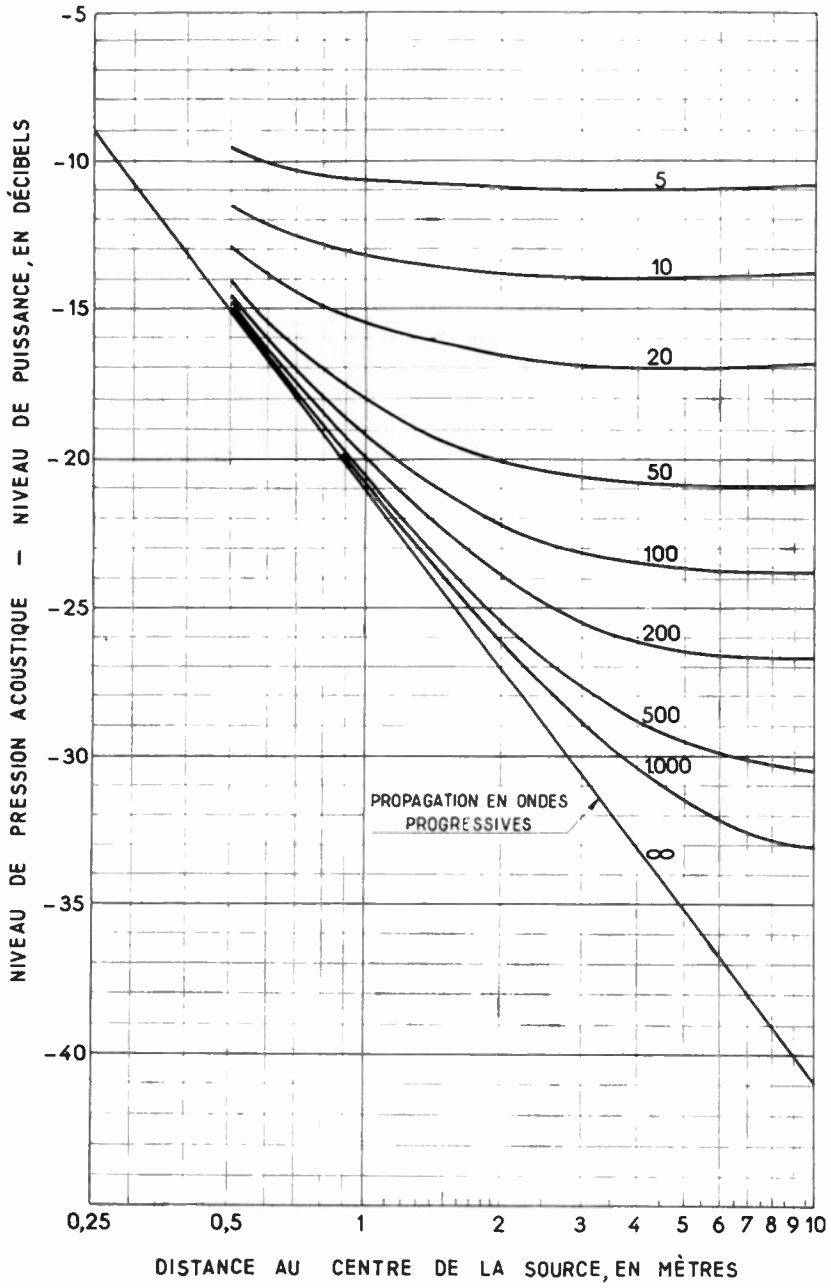


FIG. 1. — **Propagation du son dans un local.**

Cas d'une source à rayonnement uniforme.

Le chiffre porté sur chaque courbe correspond à l'aire d'absorption équivalente du local (R) en m².

Le niveau de puissance est une constante dépendant de la source.

La formule 1, traduite en :

niveau de pression : dB au-dessus de $2\,10^{-4}$ barye

niveau de puissance : dB au-dessus de 10^{-13} Watt

donne alors en adoptant comme unité de longueur le mètre et en prenant pour ρc la valeur correspondant aux conditions usuelles de température et pression (ρc 40,7) :

Niv. de pression Niv. de puissance

$$= 10 \log \left(\frac{Q}{1 \pi r^2} + \frac{1}{R} \right) \quad 10 \qquad (2)$$

La formule 2 est traduite sous forme de courbes à la fig. 1 pour $Q = 1$. Elles permettent de déterminer à chaque distance l'augmentation de niveau de la pression produite par la présence du local (comparer au résultat obtenu en ondes progressives).

De même on trouverait par exemple qu'une machine ayant un niveau de puissance de 110 dB (10^{-2} Watt) et rayonnant d'une façon uniforme donne à 2 m de distance dans un local pour lequel $R = 100$ m² un niveau de pression de 88 dB.

2-2. Détermination de la puissance acoustique.

Cette détermination se fait :

- soit en chambre sourde (le 2e terme de la formule 1 disparaît).

On découpe la sphère en éléments de surface s où la pression a une valeur p :

$$W = \rho c \Sigma p^2 s$$

Cette méthode permet aussi de déterminer les caractéristiques de directivité ;

- soit en chambre réverbérante (le 1er terme de la formule 1 disparaît).

Le régime sonore devenant uniforme dans l'espace, on obtiendrait la puissance par une mesure en un seul point. En fait, la diffusion est d'autant moins complète que l'énergie sonore est limitée à une bande de fréquence étroite et la valeur moyenne de cette fréquence basse.

- soit dans une salle ordinaire (suffisamment grande vis-à-vis des dimensions de la source).

L'étalonnage de la salle se fait en utilisant une source préalablement étalonnée en chambre sourde ou en calculant R (d'après une mesure de la durée de réverbération par exemple). Nous préférons adopter une autre méthode : elle consiste à prendre une source de petites dimensions et à spectre sensiblement uniforme ; cette source est mise à la place des machines à étudier et l'on détermine la moyenne quadratique de la pression sur des surfaces sphériques de rayons croissants ; la loi de propagation ainsi obtenue est comparée à la propagation en ondes progressives, d'où la correction à la distance de mesure adoptée. La détermination de la moyenne quadratique de la pression se fait très commodément au moyen d'un dispositif intégrateur (1).

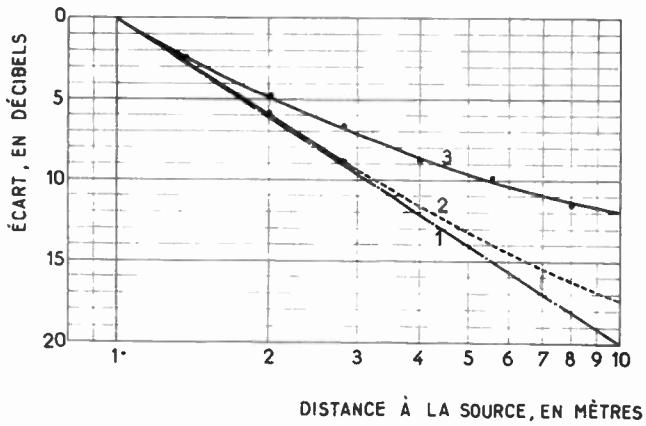


Fig. 2. — **Etalonnage du local servant à la détermination de la puissance acoustique.**

1 – Loi correspondant à la propagation en ondes progressives.
2 – Relation trouvée dans un local de très grandes dimensions.
3 – Relation trouvée dans un local de dimensions plus faibles.

2-3. Détermination du niveau moyen de la pression acoustique autour d'une machine.

La détermination de la puissance nécessite des dégagements importants autour des machines, ce qui présente souvent des difficultés.

On préfère alors faire des mesures à leur voisinage immédiat – suffisamment près pour ne pas être influencé par les réflexions du local – et déterminer la valeur moyenne des niveaux sonores relevés en un certain nombre de points régulièrement répartis autour d'elles.

Une telle méthode est acceptable tant qu'il ne s'agit que de *comparer* entre elles des machines qui, par suite de la similitude de leurs spécifications, ont des encombrements et des caractéristiques de directivité du même genre car la différence entre les résultats ainsi trouvés correspondra sensiblement à celle des niveaux de puissance. Ce cas se présente en fait très fréquemment.

Il ne faudrait cependant pas oublier qu'un tel renseignement n'a aucune signification en lui-même et qu'il ne permet pas de comparer entre elles une petite machine à une grosse, une machine à rayonnement uniforme à une autre à rayonnement très directif. Si par exemple on trouvait le même niveau

(1) Cf. Baron *Bulletin S.F.E.*, 7e série, tome 6 - Février 1956.

de pression à 30 cm de la cuve de transformateurs de 1 000 et de 100 000 kVA, le niveau de puissance – et donc le niveau de pression à grande distance – serait d'une dizaine de dB plus élevé pour l'appareil de 100 000 kVA.

2-1. — Nature des spectres sonores.

Les spectres sonores présentent des aspects très variés :

a) un son pur ;

b) un certain nombre de sons purs constituant une série harmonique ;

c) un certain nombre de sons purs ne constituant pas une série harmonique ;

d) une suite continue de sons, l'amplitude de chacun d'eux pouvant par ailleurs varier d'une façon désordonnée ;

e) une combinaison de *d*) avec les formes précédentes.

Dans les cas *c*) à *e*), on ne peut définir que des valeurs moyennes, en considérant des intervalles de temps suffisamment grands par rapport à celui des fluctuations.

Dans la pratique industrielle, tous ces cas se présentent.

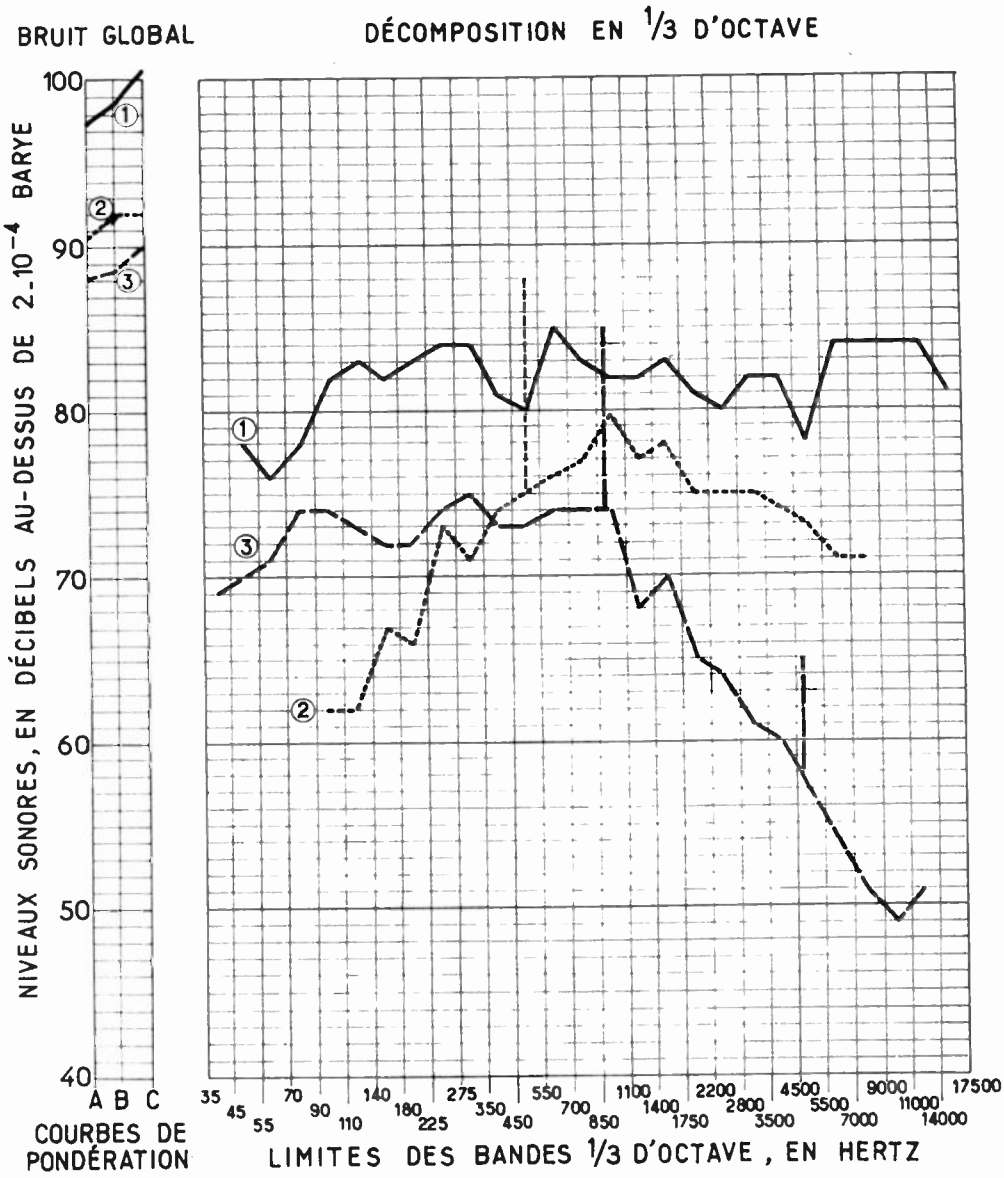


Fig. 3. — **Spectres de moteurs électriques asynchrones.**

1 – Moteur protégé 500 CV, 3 000 t /mn.
2 – Moteur ouvert 100 CV, 1 500 t /mn.
3 – Moteur fermé 700 CV, 420 t /mn.

Les traits verticaux correspondent à des sons purs :

Spectre 2 : son pur dû au ventilateur (fréquence = vitesse × nombre de pales)
Spectre 3 : sons purs d'origine magnétique (un essai à tension réduite les a fait disparaître).

Un transformateur de puissance par exemple donne le spectre *b*, avec souvent prédominance marquée du fondamental (100 Hz pour une alimentation à 50 Hz).

Un moteur asynchrone donne le spectre du type *c* : une série harmonique multiple de la fréquence (bruits magnétiques) et une série harmonique multiple de la vitesse (bruits mécaniques ou aérodynamiques). Il s'y superpose souvent un spectre du type *d* produit par la turbulence de l'air et qui peut même masquer les sons purs.

2-5. — Appareils objectifs de mesure de bruits.

2-5-1. — *Leurs caractéristiques.*

Les caractéristiques des appareils objectifs de mesure de bruits ont été réglementées aux Etats-Unis, d'abord à titre d'essai en 1936 puis officiellement et sans modification en 1944. (1) Cette réglementation est en cours de révision mais sur des questions de détail et dans le sens d'un resserrement des tolérances.

Une autre réglementation a été établie en Allemagne (2), elle est pratiquement la même que la réglementation U.S.A. et n'en diffère que sur un point : celui de la terminologie, mais ce point est capital.

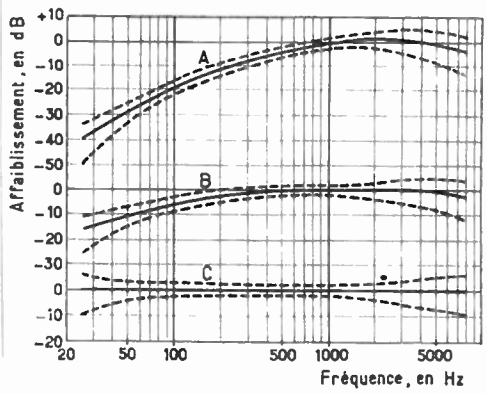


Fig. 4. — **Courbes de réponse des appareils de mesure de bruits, d'après la règlementation U.S.A.**

——————— courbes
– – – – – – – – tolérances

L'appareil U.S.A. est dénommé « Sound Level Meter » « *Appareil de mesure du niveau sonore* ». Il y est prévu 3 courbes de réponse en fonction de la fréquence : l'une C horizontale, deux autres – B et A – qui affaiblissent progressivement les sons graves, le choix de la courbe étant laissé à l'appréciation de l'usager. Dans tous les cas la graduation est faite en *décibels*.

(1) Sound Level Meters for Measurement of Noise and other Sounds-A.S.A. Z 24/3 – 1944.

(2) Meszgerät fur DIN Lautstärken – Richlinien – DIN 5045 - 1942.

L'appareil allemand est dénommé « D.I.N. Lautstârke Messer » « *Appareil de mesure de la sonie*, suivant les normes DIN ». Il y est prévu également 3 courbes de réponse ; deux d'entre elles sont pratiquement les mêmes que B et A, une 3e affaiblit davantage les sons graves. Elles ont chacune une zone d'utilisation bien définie – plus le niveau baisse, plus les sons graves sont affaiblis – quant à la graduation, elle est en *phones*. Certains constructeurs ont été plus loin ; ils font dépendre la courbe utilisée de la position de l'atténuateur, laquelle est forcément fonction du niveau. L'appareil comporte alors un commutateur qui permet d'utiliser soit :

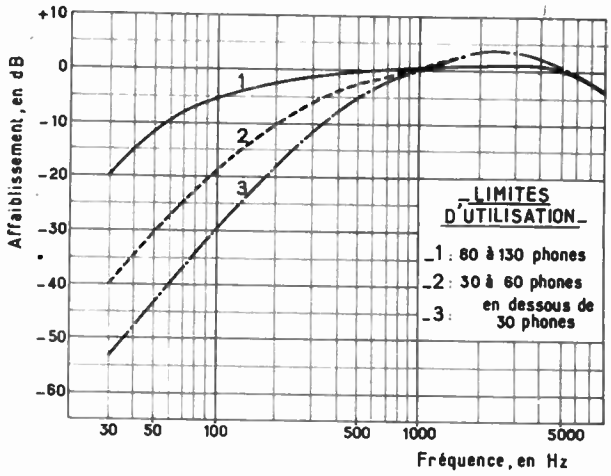


Fig. 5. — **Courbes de réponse des appareils de mesure de bruits, d'après la règlementation allemande.**

Les tolérances sont sensiblement les mêmes que dans la règlementation U.S.A.

– une courbe de réponse horizontale, position repérée « décibels ».

– la courbe réglementée, position repérée « phones »

L'usager non informé est ainsi fondé à croire qu'il suffit de manœuvrer le commutateur pour transformer la mesure physique en une mesure physiologique, ce qui est une grave erreur.

2-5-2. — *Leurs éléments constitutifs.*

Les appareils objectifs comportent :

– un microphone ;
– un amplificateur ;
– un atténuateur ;
– des réseaux filtrants ;
– un appareil indicateur.

a) *Le microphone.* — Le microphone est de beaucoup l'élément le plus délicat de l'équipement. Ceux qu'on utilise ont généralement été conçus pour l'enregistrement sonore et, malgré les exigences qu'on manifeste dans ce domaine, il est bien évident qu'elles

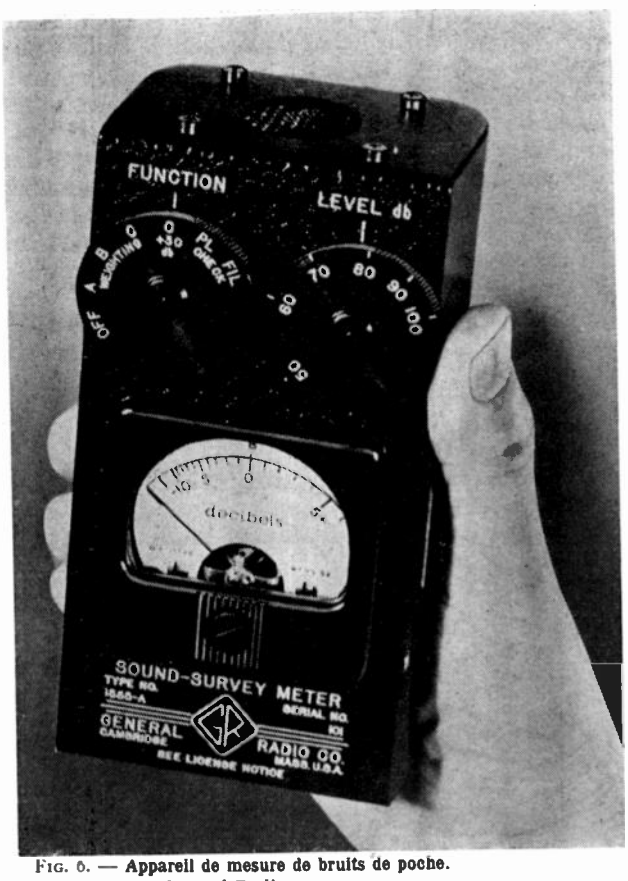


FIG. 6. — **Appareil de mesure de bruits de poche.**
Constructeur : General Radio.

avoir une sensibilité indépendante de la fréquence et de l'angle d'incidence des sons ; il doit aussi être suffisamment robuste, ne pas être influencé par des phénomènes parasites tels que le champ magnétique. Il faut se montrer d'autant plus exigeant pour le microphone que son étalonnage ne peut être fait que dans des laboratoires spécialisés et encore la concordance entre les résultats des divers laboratoires est-elle loin d'être satisfaisante.

Les difficultés se produisent surtout aux fréquences élevées, lorsque la longueur d'onde devient de l'ordre

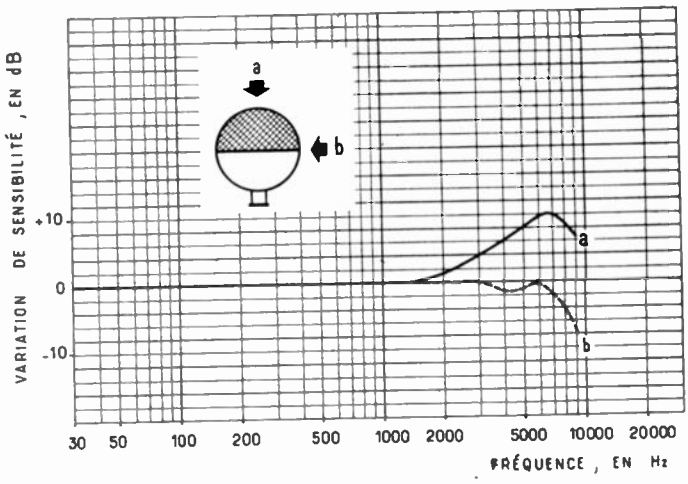


FIG. 7. — **Courbe de réponse d'un microphone piezo-électrique courant.**

ne peuvent égaler celles qu'on requiert d'un appareil de mesure. Le microphone doit être fidèle, linéaire,

des dimensions du microphone. La fig. 7 donne ainsi — d'après le constructeur lui-même — les caractéris-

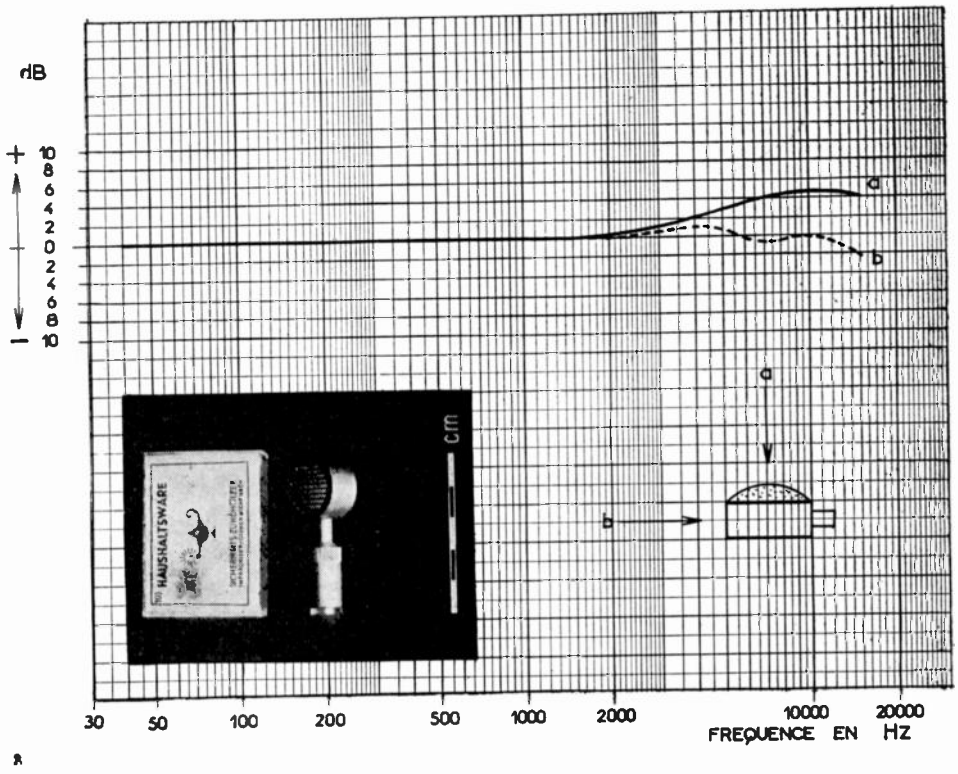


FIG. 8. — **Courbe de réponse du microphone à condensateur omnidirectionnel Schoeps CM 51-9.**

tiques du microphone piézo-électrique équipant normalement les appareils de mesure Général Radio (1). L'existence de l'effet de directivité – qui est parfois plus prononcé et se produit à des fréquences plus basses que dans la fig. 7 – rend par ailleurs délicat l'étalonnage des microphones.

Dans les cas *usuels*, les fréquences moyennes ou basses dominent, en sorte que les indications des divers appareils concordent généralement assez bien mais il arrive que l'énergie soit concentrée aux fréquences élevées (turbo-réacteurs par exemple).

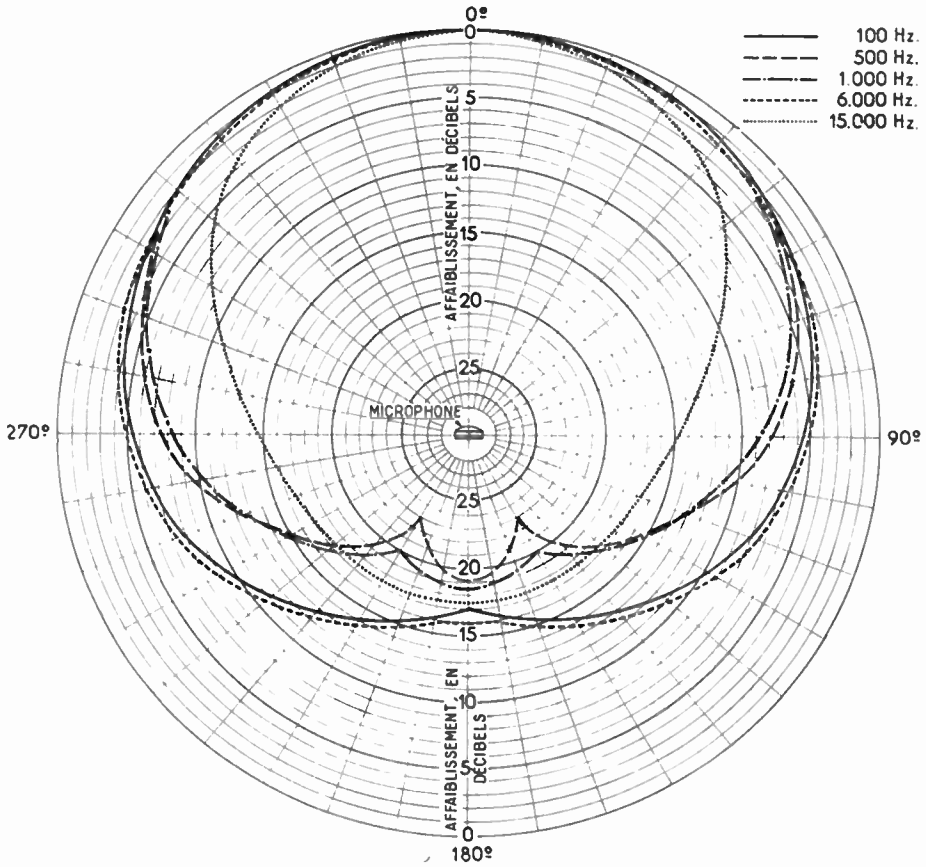


FIG. 9. — **Courbes de directivité du microphone à condensateur cardioïde Schoeps CM 51-N.**

Les microphones sont soit :

– du type piézo-électrique. En raison de leur haute impédance, ils ne peuvent être éloignés de l'appareil de mesure ou alors il faut faire une correction, fonction de la température ;

– du type électrodynamique. Ils peuvent être raccordés à un câble de longueur quelconque mais sont influencés par les champs magnétiques ;

– du type électrostatique. De beaucoup les plus précis et les plus robustes. On en construit de très petites dimensions dont la sensibilité est indépendante de la fréquence ainsi que de l'angle d'incidence jusqu'à des fréquences élevées (8 000 Hz par exemple). En raison de leur haute impédance, on les monte sur un préamplificateur, ce qui permet d'utiliser ensuite des câbles de longueur quelconque.

Lorsque le microphone doit être placé dans le vent, on l'entoure d'une enveloppe en tissu mince ou en toile grillagée pour en réduire l'effet.

Pour certaines applications, il y a intérêt à utiliser un microphone unidirectionnel. Cela permet par exemple de reconnaître la provenance d'un son déterminé ou encore d'éliminer des bruits parasites. Il existe des microphones cardioïdes qui répondent à ce but.

b) *Réseaux filtrants.* — Ainsi qu'il a été dit, la réglementation U.S.A. en laisse le choix à l'usager tandis que la réglementation allemande l'impose.

On peut faire à ce sujet les remarques suivantes :

– lorsqu'il s'agit de mesures physiques, par exemple quand on procède à une analyse, il y a généralement intérêt à avoir une sensibilité indépendante de la fréquence ;

– pour les déterminations d'ordre physiologique, il est logique d'affaiblir les fréquences graves d'autant plus fort que le bruit est faible. Les prescriptions allemandes semblent à ce point de vue raisonnables mais il serait préférable de leur enlever leur caractère impératif. Il arrive ainsi que, pour des raisons

(1) Il est prévu d'autres microphones, tel un microphone électrostatique dont la courbe de réponse est analogue à celle de la fig. 8.

de commodité, l'on caractérise une machine par le bruit qu'elle produit à son voisinage immédiat mais que la gêne se manifeste à distance (chez les riverains par exemple) ; il est alors logique d'affaiblir les sons graves comme s'il s'agissait de bruits faibles. Le code d'essais établi aux U.S.A. pour la mesure du bruit des transformateurs prescrit pour cette raison l'utilisation de la courbe A malgré que les niveaux puissent être de l'ordre de 85 dB ;

– toujours pour les déterminations d'ordre physiologique, la courbe C semble peu indiquée car l'oreille est toujours moins sensible aux sons de basse fréquence, même aux niveaux élevés (cf. 3-1) ;

– *un résultat de mesure de bruits sans indication de la courbe de réponse utilisée n'a aucune valeur*, surtout lorsque les composantes basse fréquence dominent ;

– en comparant les résultats obtenus avec les diverses courbes, on obtient immédiatement une idée de la tonalité du bruit, renseignement qui peut être très intéressant ;

– les réglementations prévoient des tolérances très larges, adaptées aux performances des microphones. L'apparition des microphones électrostatiques de petites dimensions devrait permettre de les réduire, ce qui serait souhaitable.

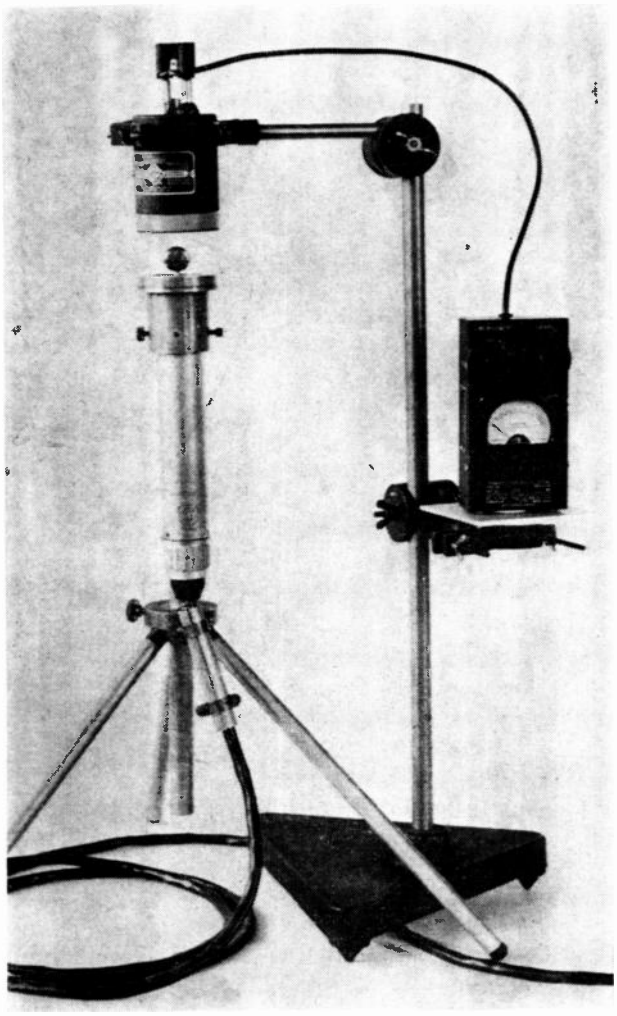


FIG. 10. — **Calibrateur General Radio avec son oscillateur de poche.** En dessous : microphone Schoeps placé dans une chambre de volume déterminé qui sera fermée par le calibrateur.

c) *Appareil indicateur.* — Ses caractéristiques dynamiques ont été fixées : même déviation pour un son de durée 0,2 s que pour un son permanent, affaiblissement d'au moins 1 dB quand la durée descend à 0,1 s.

La plupart des bruits industriels subissent des fluctuations telles que l'aiguille est très instable ; pour y pallier certains constructeurs prévoient une position à grande constante de temps.

2-5-3. — *Dispositifs d'étalonnage.*

Les appareils de mesure comportent un dispositif de tarage de l'amplificateur. Quant au microphone, il est indispensable de pouvoir en vérifier la stabilité et cela sur place.

L'un des constructeurs — General Radio — construit un « calibrator », petit haut-parleur dont on coiffe le microphone et auquel on envoie un signal de fréquence et tension constantes. Un autre constructeur — SIEMENS — fait un étalonnage purement mécanique au moyen de billes tombant sur une plaque métallique. De tels dispositifs s'avèrent très utiles. Ils ne dispensent d'ailleurs pas de vérifications périodiques plus complètes en laboratoire et permettent surtout de déceler des anomalies.

2-5-4. — *Quelques précautions à prendre.*

Il convient de s'assurer que le signal recueilli correspond bien à la pression acoustique agissant sur la membrane du microphone et ne provient pas d'un phénomène parasite, tel que la transmission mécanique de vibrations au microphone (on l'évite par une suspension élastique), une action microphonique sur l'amplificateur (réduite en soustrayant l'amplificateur au bruit) ou l'induction électrique.

Il faut aussi s'assurer que le bruit qu'on mesure est bien celui auquel on s'intéresse.

Ces vérifications peuvent se faire comme suit :

a) action sur la membrane du microphone — On remplace le microphone par un élément ayant la même impédance électrique ou on l'entoure d'un écran procurant un affaiblissement acoustique connu — au moins 10 dB — ;

b) bruits parasites. — Au moment de la mesure, on écoute le signal à la sortie de l'amplificateur ou l'observe sur un cathodique.

Par ailleurs, il faut toujours vérifier que le bruit de fond ne perturbe pas la mesure, donc reprendre les essais en arrêtant la source de bruit ; des corrections seront éventuellement appliquées.

Il ne faudrait pas oublier non plus que *toute étude de bruit, aussi savante soit-elle, ne dispense pas d'une écoute directe.* Cette écoute, accompagnée au besoin d'une auscultation de la source, doit en fait précéder puis guider l'étude quantitative.

2-6. — Appareils d'analyse des bruits.

L'analyse des bruits permet :

— d'en reconnaître l'origine des composantes principales ;

— d'éliminer les bruits autres que celui auquel on s'intéresse, qu'ils proviennent ou non de la source considérée ;

— d'étudier rationnellement l'effet de certaines dispositions prises en vue de réduire le bruit, effet qui généralement varie beaucoup avec la fréquence ;

— de déterminer les effets physiologiques du bruit.

Les appareils de mesure de bruit courants sont prévus pour être associés à des analyseurs. On en trouve actuellement de divers modèles, qu'on peut caractériser par *la largeur de la bande passante.*

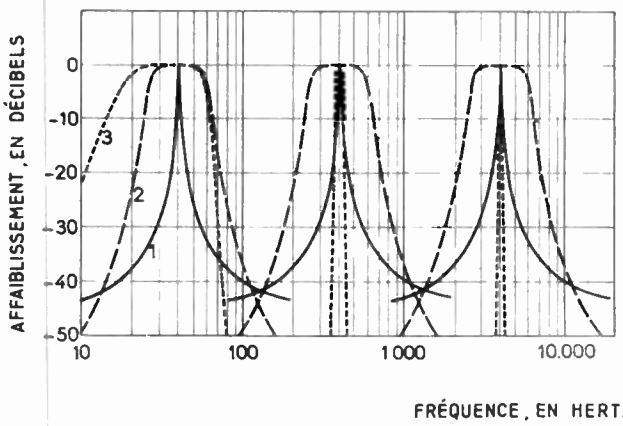


Fig. 11. — **Sélectivité des différents types d'analyseur.**

1 – Analyseur à bande passante étroite.
2 – Analyseur à bande passante large : 1 octave.
3 – Analyseur dont la sélectivité s'accroît proportionnellement à la fréquence : méthode de la fréquence chercheuse.

Quand la bande passante est étroite, on fait pratiquement une analyse en sons purs.

Une telle analyse est généralement très laborieuse du fait que la fréquence manque souvent de stabilité et que cette instabilité de fréquence entraîne de plus une instabilité d'amplitude provenant soit de la source elle-même (résonances) soit du local (déplacement du régime d'ondes stationnaires). La recherche est facilitée si l'on dispose d'une sélectivité variable, ce qui est souvent prévu.

Les analyseurs courants à bande passante large comportent des filtres d'octave — très utilisés aux U.S.A. — de demi-octave et de tiers d'octave. Le choix doit être fonction de la nature du bruit ainsi que de la nature du problème : l'analyse en tiers d'octave est plus indiquée quand, dans l'intervalle d'une octave les propriétés — physiques ou physiologiques — du bruit varient nettement mais elle demande 3 fois plus de temps que l'analyse en octaves, qui est par contre généralement satisfaisante lorsqu'on a affaire à des spectres assez plats. Il faut cependant bien se rendre compte que, plus la largeur de la bande augmente, plus le spectre aura tendance à paraître plat.

Afin de présenter les résultats d'une façon uniforme, quelle que soit la largeur de bande, certains auteurs proposent de les exprimer en dB/Hz. Si par exemple on obtenait 80 dB entre 100 et 200 Hz — ou 77 dB entre 100 et 150 — cela ferait 60 dB/Hz. On admet cependant ainsi implicitement que le spectre est uniforme à l'intérieur de la bande passante, ce qu'on ignore absolument. Il nous paraît plus sage d'en rester aux résultats bruts.

Vu sous l'aspect physiologique, l'analyse en tiers d'octave paraît la plus satisfaisante car la largeur de la bande passante n'est pas trop différente de celle de la bande critique (cf. 4-3). Nous nous servons couramment de tels analyseurs ; lorsque le spectre fait apparaître une pointe marquée, nous voyons avec un analyseur à bande étroite s'il s'agit d'un son pur et en précisons éventuellement fréquence et niveau. Les résultats sont alors représentés sous la forme de la courbe de la fig. 3 : le trait vertical signifie qu'il s'agit d'un son pur.

D'autres appareils, basés sur le principe de la fréquence chercheuse, laissent passer un intervalle de fréquences constant en valeur absolue ; leur sélectivité est très faible aux basses fréquences et considérable aux fréquences élevées. De tels appareils se prêtent aisément à l'enregistrement automatique.

Notons enfin qu'une première analyse grossière résulte de la comparaison des résultats obtenus avec les courbes de réponse de l'appareil de mesure de bruits. Cela permet de déterminer la tonalité du bruit, de voir jusqu'à quel point elle est la même pour les divers bruits auxquels on s'intéresse. On peut aussi déceler de la sorte des anomalies ; par exemple si, pour un transformateur de puissance dont le son fondamental est à 100 Hz, la différence entre les résultats obtenus avec les courbes C et A de l'appareil U.S.A. est faible, cela signifie que les harmoniques ont trop d'importance et l'on en cherchera l'origine.

2-7. — Cas des bruits variables. — Dispositifs d'enregistrement.

Certains bruits subissent des variations ou sont de durée telle qu'il faut les enregistrer. Si l'on a en vue une analyse ultérieure, l'enregistrement se fait aux 2 extrémités de la chaîne de mesure : à l'entrée sur un enregistreur magnétique – ou un appareil similaire –, à la sortie sur un enregistreur de niveau ou un oscillographe.

L'enregistrement magnétique s'est très répandu, même dans le cas de bruits stables, car il permet de faire dans le calme du laboratoire toutes les études désirables. Il arrive d'ailleurs fréquemment que le temps d'essai soit trop limité pour pouvoir se livrer à une étude complète. On trouve actuellement des appareils qui ont la qualité mesure et des bandes

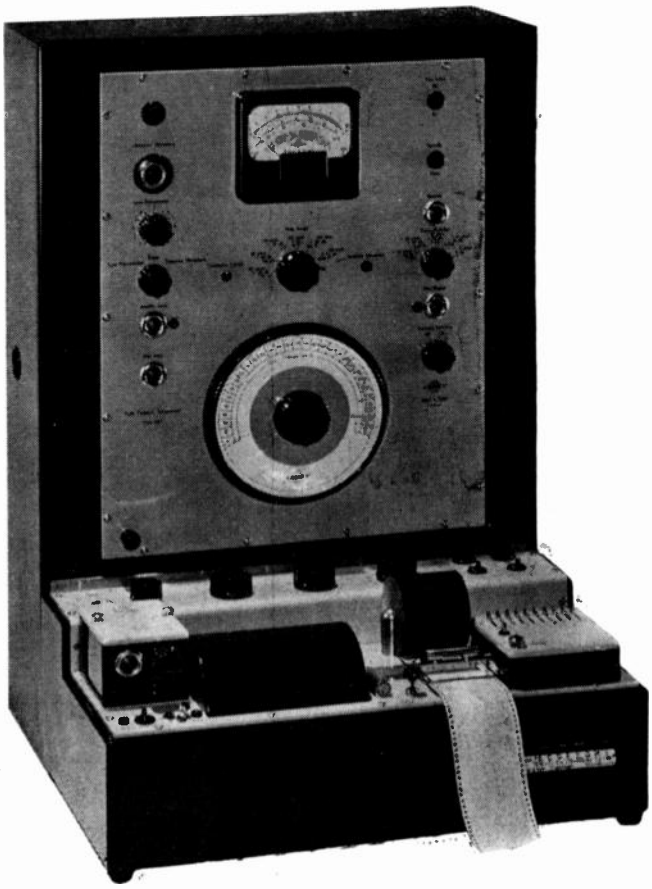


FIG. 12. — **Analyseur en tiers d'octave.**

Cet appareil indique également le bruit global suivant les prescriptions U.S.A. et allemande. Il est synchronisé avec un enregistreur de niveau (placé en avant).

Constructeur : Bruel et Kjaer.

FIG. 13. — **Analyseur basé sur le principe de la fréquence chercheuse avec enregistrement oscillographique.**

Constructeur : Laboratoire électro-acoustique.

sélectionnées dont la sensibilité reste uniforme sur toute leur longueur.

A l'autre extrémité de la chaîne, on placera par exemple un enregistreur rapide de niveau ; l'un des constructeurs synchronise le déplacement du papier de l'enregistreur avec la commutation des bandes 1 /3 d'octave de son analyseur, ce qui donne un tracé direct du spectre.

L'oscillographe cathodique est recommandé dans le cas de bruits de choc. Il est aussi utilisé dans certains appareils d'analyse par la méthode de la fréquence chercheuse : en synchronisant fréquence chercheuse et balayage du spot, on obtient sur l'écran le spectre du bruit et on peut en suivre éventuellement les fluctuations.

3. — Aspects physiologiques de la mesure des bruits.

3-1. — Comparaison entre sons purs de fréquence différente. — Lignes isosoniques.

On trouvera à la fig 14 :

– les lignes isosoniques de Fletcher-Munson qui ont servi de base à la réglementation U.S.A. des appareils de mesure de bruits ;

– celles déterminées ensuite par Churcher-King.

Les 2 réseaux se ressemblent assez bien sauf que, d'après Churcher-King, les basses fréquences paraissent toujours moins intenses que les fréquences moyennes, même aux forts niveaux. Ce résultat semble d'ailleurs mieux correspondre à la réalité et c'est sans doute pour cela que la réglementation

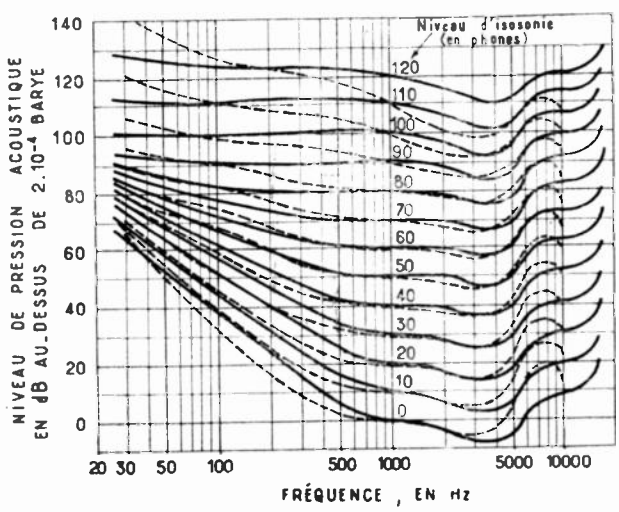


FIG. 14. — **Réseau de lignes isosoniques.**

———— d'après Fletcher et Munson.

– – – – – – – – d'après Churcher et King.

allemande impose pour les bruits élevés une courbe qui affaiblit déjà de 12 dB les composantes à 50 Hz.

D'autres déterminations très minutieuses, ayant porté sur un nombre considérable d'individus, viennent d'être faites au National Physical Laboratory de Teddington. Aux niveaux élevés – au-delà de 80 dB – les résultats correspondent sensiblement à ceux de Churcher-King ; ils s'en écartent ensuite progressivement en ce sens que l'influence de la fréquence est plus faible.

En fait, plus on avance, plus les lignes isosoniques tendent à rester parallèles. Cela simplifie un peu le problème de la mesure objective des bruits.

L'adoption d'un réseau de lignes isosoniques normalisé est en cours de discussion à l'« International Standard Organization ».

3-2. — Echelle de sonie.

L'échelle logarithmique est-elle vraiment une échelle de sensation ?

De nombreux expérimentateurs se sont attaqués à ce problème, en demandant à des observateurs quand un bruit paraissait augmenté ou réduit dans un rapport donné (2 par exemple).

Les résultats divergent un peu – le contraire serait surprenant – mais pas tellement et les Américains ont adopté une certaine relation entre sonie et niveau d'isosonie et, du même coup, une nouvelle unité : le sone.

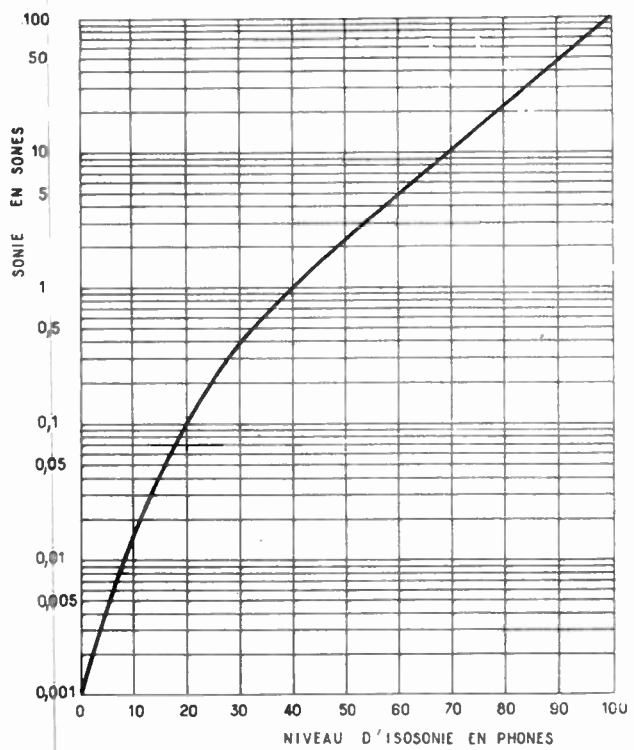


Fig. 15. — **Relation entre la sonie et le niveau d'isosonie adoptée par American Standard Association.**

La fig. 15 montre qu'entre 40 et 100 phones la sonie devient sensiblement moitié pour chaque réduction de 10 phones.

Ces expériences ont été reprises ces derniers temps par le N.P.L. (1) en considérant non seulement un son à 1 000 Hz, mais des bruits courants plus ou moins complexes dont le niveau d'isosonie était déterminé subjectivement – et cela avec toutes les précautions désirables – par comparaison avec un son pur à 1 000 Hz. On a trouvé dans tous les cas la même relation sones-phones, relation qui n'est guère différente de celle de la fig. 15. Une telle constatation est encourageante car elle montre la valeur des déterminations relatives tant à l'isosonie qu'à la sonie, déterminations au sujet desquelles on aurait pu manifester a priori un certain scepticisme.

Il ne faut cependant pas perdre de vue que :

1) la transformation des phones en sones n'est qu'une question de changement d'échelle ;

2) On ne peut passer des phones aux sones qu'à condition de connaître au préalable les phones.

3-3. — Niveau d'isosonie de bruits complexes.

Supposons qu'un bruit renferme n composantes ayant chacune un certain niveau d'isosonie ; plus elles sont espacées, plus le niveau d'isosonie du bruit est élevé par rapport à celui qui résulterait de l'addition quadratique des pressions acoustiques convenablement pondérées. On a par exemple trouvé que 10 composantes de 50 phones régulièrement espacées de 340 Hz donnaient 78 phones, alors que par la loi d'addition quadratique – qui est la loi prescrite par la réglementation des appareils de mesure de bruits - on n'en obtiendrait que 60.

Les recherches dont il vient d'être question ont conduit aux U.S.A. à la méthode de calcul suivante :

1) On divise l'intervalle de fréquences en un certain nombre de zones ;

2) Dans chaque zone, on détermine successivement :

– le niveau de la pression acoustique, en dB ;

– le niveau d'isosonie, en phones (par référence au réseau de lignes isosoniques).

– la sonie, en sones (d'après la fig. 15).

3) On ajoute les sones.

4) On passe – si on le désire – des sones globaux aux phones correspondants.

La largeur de chaque zone correspond à un même intervalle de hauteur ; leur nombre optimum se situe entre 5 et 10 suivant que le spectre est assez continu ou se compose de sons discrets.

Dans un but de simplification, on tend à prendre comme largeur de zone des intervalles de 1 octave,

(1) Robinson - The relation between the sone and the phone scale. Acustica – Vol. 3. n° 5 – p. 344-358, 1953.

ce qui permet d'utiliser les analyseurs du commerce. Les calculs sont alors facilités par des barèmes ou abaques.

Le niveau d'isosonie ainsi calculé est dénommé par Beranek « Computed Loudness Level ». Cette prudence est à mettre en parallèle avec la désinvolture avec laquelle on dénomme phones les résultats de l'appareil de mesure de bruits classique. Pour un compresseur par exemple, dont le spectre était pratiquement plat entre 35 et 2 000 Hz puis commençait à plonger, on obtenait avec la courbe C 94 dB et avec B 91 dB, alors que le calcul – qui est bien plus près de la réalité – donnait 107 phones.

3-4. — Perception des bruits irréguliers ou de faible durée.

Des essais de Bekesy, déjà anciens, ont montré qu'un son bref, de fréquence moyenne, produit la même sonie qu'un son permanent, dès que sa durée atteint 200 millisecondes ; en deçà elle diminue progressivement, d'autant plus vite que le niveau est faible (à 10 millisecondes, réduction de 6 phones pour un son intense et de 12 environ pour un son faible).

Ce sont ces résultats qui ont servi de base à la réglementation des appareils de mesure de bruits.

Que se passe-t-il pour des chocs répétés ou des sons subissant des fluctuations relativement lentes ? On sait très peu de chose, sinon qu'un son irrégulier ayant même valeur moyenne qu'un son stable est bien plus gênant que lui.

4 – Effet de gêne des bruits – Niveaux de bruit admissibles.

Il ne servirait à rien – ou du moins à peu de chose – de déterminer décibels, phones, sones si nous n'étions pas capables de répondre à la question « quelle est la valeur admissible ».

C'est en particulier la question qu'on nous pose – à nous acousticiens – au moment de la conception d'une installation, de la commande d'une machine. Il nous faut donner une réponse mais notre embarras est grand.

Et tout d'abord, s'il est bien évident que les bruits nous gênent, comment cette gêne se manifeste-t-elle ? Y a-t-il une relation bien définie entre elle et le niveau d'isosonie ?

On a maintes fois demandé à du personnel de classer par ordre de gêne croissant les différents bruits auxquels il était exposé ; les réponses ont toujours été décevantes, en ce sens que les divers bruits avaient finalement presque tous la même cote.

On s'est tourné alors vers des tests ayant trait à l'activité humaine, tels le temps de réaction psychomotrice, le rendement du travail, sa qualité et l'on a parfois publié des résultats qui paraissaient probants. Tous les expérimentateurs sérieux déclarent cependant qu'ils n'ont pu mettre en évidence aucune corrélation ; cela provient du fait que nous avons une grande facilité d'adaptation aux bruits, du moins à ceux qui sont soutenus, ce qui ne veut pas dire que nous les tolérions aussi facilement et qu'ils ne puissent avoir certaines répercussions fâcheuses.

Un fait observé depuis longtemps est que, à égalité de niveau d'isosonie, les sons aigus sont plus gênants que les sons graves ou de fréquence moyenne. Certains auteurs ont même tracé des lignes d'égal effet de gêne ; elles traduisent une variation considérable entre 1 000 et 4 000 Hz.

Parmi les effets néfastes du bruit se prêtant à l'analyse, on a étudié surtout :

- le risque de surdité ;
- la réduction d'intelligibilité des conversations ;
- le degré d'audibilité dans un bruit de fond.

4-1. — Risque de surdité.

La surdité professionnelle est bien connue. Elle est fonction du niveau de bruit, de sa répartition spectrale, de la durée d'exposition au bruit – si la durée est courte, la surdité n'est que temporaire – et, évidemment, de l'individu, de son âge.

Dans ces conditions, il n'est pas étonnant qu'on n'ait encore que des renseignements quantitatifs assez sommaires car les expériences doivent s'échelonner sur de longues années et, pour un même type de bruit, concerner un nombre suffisant d'individus.

Des travaux importants sont en cours. Ceux qui ont été faits à ce jour montrent que le risque de surdité doit être évalué en considérant non pas la valeur globale du bruit mais sa valeur dans l'une quelconque des bandes de fréquences dénommées bandes critiques (cf. 4-3). On admet par exemple que pour un séjour continu dans un bruit (8 h. par jour pendant au moins 10 ans) le risque de surdité commence pour des niveaux par bande critique passant de 95 dB vers 100 Hz à 84 dB vers 800 Hz et 80 dB vers 6 000 Hz

4-2. — Réduction d'intelligibilité des conversations en présence de bruits.

Il s'agit là sans doute du critère le plus important : pour rendre les conversations suffisamment intelligibles dans un bruit ambiant, nous devons nous rapprocher de notre interlocuteur et élever le niveau de la voix, ce qui est gênant et parfois pénible.

Cette question a été très étudiée aux U.S.A., en particulier pour évaluer l'efficacité de l'insonorisation des avions et une méthode mise au point, qui est utilisée aussi dans d'autres pays (en France à l'ONERA et à la S.N.C.F.).

Le principe de la méthode est le suivant : on a remarqué, qu'au cours d'une conversation à un niveau acoustique moyen donné, le niveau instantané variait en fait d'environ 30 dB et cela dans toute la gamme des fréquences. On délimite ainsi, pour un

conversation à un niveau moyen donné et pour une distance donnée entre interlocuteurs, une certaine zone dite zone de conversation ; elle se déplace parallèlement à elle-même avec la distance entre interlocuteurs – variation de 6 dB chaque fois que la distance est doublée – et le niveau moyen de la voix.

Cette zone est indiquée à la fig. 16 pour une conversation à voix forte et une distance entre interlocuteurs de 20 cm.

Portons sur le même diagramme le spectre du bruit ; plus il couvre la zone de conversation, plus

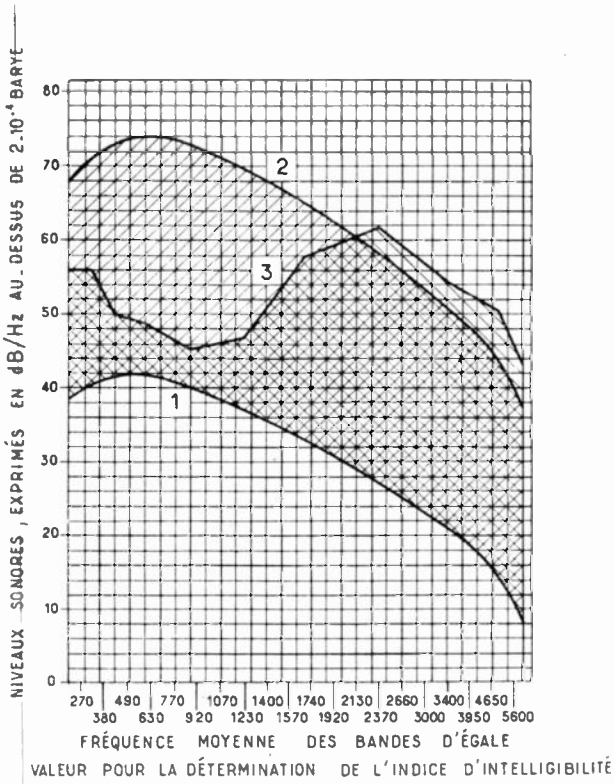


Fig. 16. — Détermination de l'indice d'intelligibilité de conversations en présence d'un bruit.

Cas d'interlocuteurs parlant à voix forte et à 20 cm d'intervalle.
1 – Valeur minimum des niveaux sonores au cours de la conversation ;
2 – Valeur maximum des niveaux sonores au cours de la conversation ;
3 – Spectre du bruit.

l'intelligibilité est réduite. On définit un *indice d'intelligibilité* « Articulation Index » par le pourcentage de la zone non couverte par le bruit. Dans le cas de la figure, il est par exemple de 30 %.

Quand le spectre du bruit se déplace parallèlement à lui-même, l'indice d'intelligibilité baisse de 10 % pour une variation de niveau de 3 dB.

Pour les besoins de la pratique on peut apprécier d'une façon moins précise mais plus rapide l'influence des bruits sur l'intelligibilité des conversations en considérant la moyenne arithmétique des niveaux sonores relevés dans les 3 bandes d'octave : 600-1200, 1200-2400, 2400-4800 Hz, moyenne que les Américains dénomment « Speech Interference Level » et l'on a établi le barème ci-après :

Distance entre interlocuteurs en mètres	Valeur moyenne des niveaux sonores relevés dans 3 bandes de 1 octave, comprises entre 600 et 4 800 Hz, permettant une conversation :			
	normale	à voix haute	à voix très haute	en criant
0,15	71	77	83	89
0,30	65	71	77	83
0,60	59	65	71	77
1,2	53	59	65	71
2,4	47	53	59	65

4-3. — Audibilité d'un bruit en présence d'un bruit de fond.

Il s'agit là du problème de la gêne produite au voisinage par des installations industrielles : un bruit est déclaré gênant lorsqu'il est – plus ou moins nettement – remarqué au milieu d'un bruit ambiant préexistant.

Ce problème se pose aussi lorsqu'on veut définir la limite de bruit acceptable pour une nouvelle machine à installer parmi d'autres ; il suffit que la nouvelle soit inaudible dans le bruit de fond.

On a montré que seules sont susceptibles de masquer un son pur donné les composantes du bruit situées dans une bande de fréquences étroite centrée sur la fréquence de ce son, bande dénommée « critical band ». Autrement dit l'oreille se comporte comme un analyseur en bande. Le son pur est alors remarqué dès que son niveau est supérieur à celui du bruit complexe *dans la bande critique*. Lorsque le son perturbateur est un bruit complexe, on le décompose

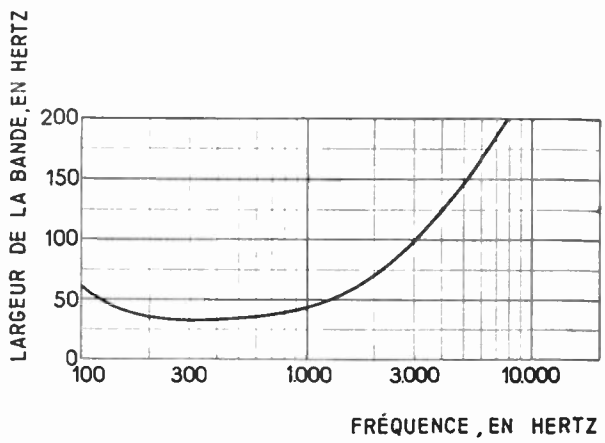


Fig. 17. – Largeur de la bande critique.

Pour déterminer le caractère d'audibilité d'un son pur en présence d'un bruit complexe, on en compare le niveau à celui du bruit dans la bande critique centrée sur sa fréquence. Les composantes situées en dehors de cette bande n'interviennent pas.

lui aussi en bandes critiques ; il est remarqué si, dans l'une quelconque des bandes, son niveau dépasse celui du bruit de fond.

A titre d'exemple, nous citerons le cas de ventilateurs de chaudières qui provoquaient des protestations du voisinage dans un rayon assez grand autour d'une centrale. Ils produisaient un son pur de fréquence 155 Hz dont le niveau variait, par suite de battements, entre un maximum de 63 dB et un minimum située aux environs du bruit de fond dans la bande : 13 dB. La largeur de la bande critique

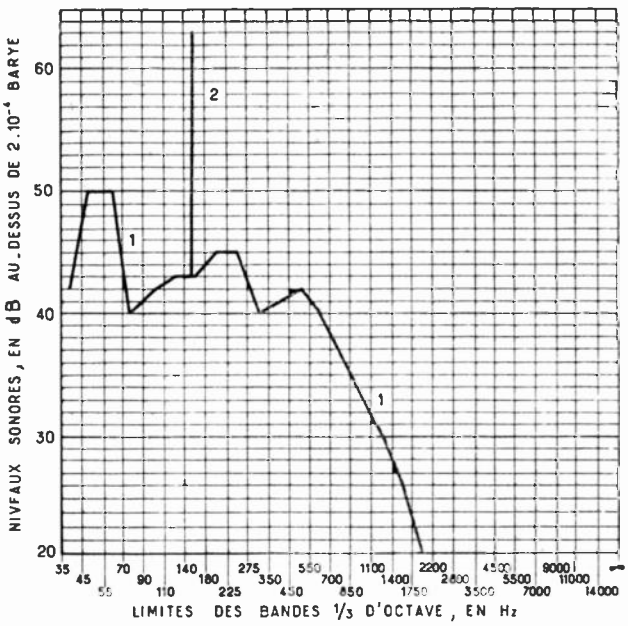


FIG. 18. — **Détermination de l'affaiblissement nécessaire pour rendre inaudible des ventilateurs produisant un son pur.**

1 – Bruit de fond ;
2 – Son pur dû aux ventilateurs.

correspondant sensiblement au tiers d'octave, on en a déduit qu'un affaiblissement d'une vingtaine de dB serait nécessaire.

Si l'on s'était contenté de mesurer le bruit global avec la courbe de pondération A, on aurait trouvé que le bruit des ventilateurs n'était que de 6,5 dB supérieur au bruit de fond ; de même le calcul du niveau d'isosonie par la méthode indiquée en 3-3 aurait conduit à un écart d'environ 5 phones. Or il nous faut affaiblir d'une vingtaine de dB et cela parce qu'il s'agit d'un son pur.

Il est utile, lors de l'établissement de projet d'installation, de disposer de bases permettant de prévoir les réactions du voisinage. Les Américains ont établi à ce sujet des barèmes qui font intervenir la situation (zone industrielle à très calme), l'analyse spectrale du bruit (en bandes de 1 octave) et divers autres facteurs affectant le degré de gêne tels que : nuit ou jour, permanent ou intermittent, son pur ou complexe. La valeur de tels barèmes devra être jugée à l'usage et il est bien évident qu'ils ne peuvent traduire qu'une appréciation moyenne.

4-4. — COMPARAISON ENTRE LES CRITÈRES PRÉCÉDENTS.

Quel que soit le critère envisagé, il est relié non au niveau d'isosonie mais à la répartition spectrale. La relation est cependant foncièrement différente d'un critère à l'autre aussi peut-on être conduit à des conclusions opposées selon celui auquel on s'intéresse. Par exemple, un son pur est très aisément remarqué dans un bruit de fond complexe mais, inversement, il masque peu les conversations et n'en affecte guère l'intelligibilité.

Il serait aussi parfois imprudent de caractériser les bruits en se basant sur un critère unique : celui d'intelligibilité est, à juste titre, utilisé dans les transports et cependant il s'y produit parfois des sons de basse fréquence qui n'affectent pas l'intelligibilité mais peuvent, s'ils sont intenses, devenir pénibles.

5 – Conclusions – Manière de poser le problème.

Tout ce qui vient d'être dit, tant sur les aspects physiques que sur les aspects physiologiques de la mesure des bruits, n'est guère encourageant. Et pourtant l'expérience courante montre que la mesure des bruits rend d'immenses services, à la condition que le problème soit correctement posé et que le technicien chargé de le résoudre soit bien au courant de l'approximation qu'il fait.

Les mêmes difficultés se présentent d'ailleurs pour toutes les sensations. La sensation de chaleur par exemple ne dépend pas seulement de la température mais de la façon dont la chaleur nous arrive – par rayonnement ou par conductibilité – ; elle dépend aussi d'autres facteurs, tels l'humidité. Cela n'empêche pas de mesurer la température car il y a corrélation entre elle et la sensation de chaleur, de même qu'il y avait corrélation entre le niveau acoustique d'un bruit, son niveau d'isosonie et l'un des effets de gêne.

Dans le cas de sources lumineuses également, nous trouvons tout naturel de les caractériser par l'intensité mais nous savons bien qu'il faut tenir compte de la couleur. En fait, on ne fait que des comparaisons entre sources de même type, donc de même couleur.

Il convient donc de limiter nos prétentions.

Tout d'abord, *essayons toujours de ramener le problème physiologique à un problème physique* ; recourons le moins possible aux phones ou aux sones qui n'entraînent généralement que confusion. *Dans la plupart des cas*, c'est possible. Il s'agit par exemple pour un constructeur de comparer entre elles des machines de spécifications voisines, de préciser l'effet de modifications apportées en vue de réduire le bruit ; les spectres sonores restent alors normalement du même genre et le classement résultant des mesures physiques correspond à celui qu'on obtiendrait en déterminant le niveau d'isosonie ou l'un quelconque des effets de gêne. Cette mesure physique, pour laquelle une précision de l'ordre du décibel est nécessaire, sera faite en utilisant la courbe de réponse en fonction de la fréquence la plus appropriée mais le choix n'est pas critique, puisque la tonalité ne se modifie guère.

Il arrive certes que la tonalité se modifie et même fortement, par exemple que la mise en place d'un

silencieux donne une importance plus grande aux basses fréquences, qui alors dominent. Il arrive aussi que le type de spectre ne soit pas du tout le même : dans un cas un son pur, dans l'autre un spectre assez régulier. Ces modifications doivent être décelées. La première le sera en comparant entre eux les résultats obtenus avec les diverses courbes de réponse de l'appareil de mesure, la seconde en écoutant le bruit ou en faisant une analyse spectrale. Dans les 2 cas, l'interprétation des résultats est en général assez délicate.

Lors des études de réduction du bruit d'une certaine machine ou d'une certaine installation, on n'a pas à s'occuper outre mesure des questions d'implantation de la machine, de position du microphone et on peut même admettre une certaine tolérance dans les performances de l'appareil de mesure : tout ce qu'il faut c'est que l'ensemble reste constant pendant le cours de l'expérimentation.

Il n'en va plus de même pour les mesures de réception : l'appareil de mesure ainsi que les conditions de l'essai doivent être rigoureusement définis et autant que possible normalisés.

Pour les appareils de mesure c'est chose faite. La réglementation rend de grands services, malgré son caractère conventionnel à certains égards.

Il existe aussi des codes d'essais. Ils sont généralement basés sur la détermination de la valeur moyenne des niveaux de pression acoustique relevés autour de la machine, à une distance suffisamment faible pour qu'on ne soit pas troublé par les réflexions du local. Cette méthode est satisfaisante tant que les machines à comparer restent assez semblables du point de vue des dimensions et des caractéristiques de directivité, ce qui est le cas le plus fréquent.

Il ne faut cependant pas oublier qu'une source sonore est caractérisée par la puissance qu'elle rayonne et que la connaissance de cette puissance – ainsi que éventuellement des caractéristiques de directivité – est nécessaire pour déterminer le niveau de pression existant à une distance quelconque de la source dans une ambiance donnée.

CONTRIBUTION A L'ÉTUDE DE LA NORMALISATION DES AUDIOMÈTRES

PAR

R. LEHMANN

Ingénieur au Centre National d'Etudes des Télécommunications

1. Généralités.

Les audiomètres, appareils de mesure de l'acuité auditive, firent leur apparition sur le marché il y a quelques dizaines d'années déjà, et, naturellement, leur évolution suivit celle de l'électronique ; il est intéressant, à cet égard, de se reporter au travail historique de BUNCH [1] pour mesurer tout le chemin parcouru. Dès 1937, on s'aperçut de la nécessité d'une normalisation des audiomètres sur le plan national et l'A.F.N.O.R. en entreprit alors l'élaboration.

Les travaux furent interrompus en 1939 et ne reprirent sérieusement, en France tout au moins, qu'en 1953.

Le problème majeur à résoudre était la détermination du seuil normal moyen, pour diverses fréquences. D'autres paramètres devaient naturellement être également précisés, mais, comme nous le verrons, la difficulté principale résidait dans la détermination du premier d'entre eux (le seuil normalisé) et c'est sur ce point particulier que nous insisterons dans le présent travail, car il présente un aspect purement électroacoustique, malgré son apparence physiologique.

2. Détermination du seuil d'audition moyen.

Sans vouloir aborder le problème de l'importance médicale de la détermination exacte d'un seuil d'audition, il est nécessaire de préciser immédiatement qu'il faut nettement différentier :

— les seuils mesurés par voie aéro-tympanique et
— les seuils mesurés par voie osseuse.

Nous passerons donc successivement en revue ces deux modes de mesure, aujourd'hui universellement utilisés ; puis, nous examinerons les difficultés techniques que l'on rencontre, tant pour la mesure elle-même, que pour la définition et la normalisation des seuils moyens correspondants.

1° LES SEUILS AÉRO-TYMPANIQUES.

Pour une oreille et une fréquence données, on peut définir le seuil d'audition aéro-tympanique d'un individu comme étant la plus petite pression acoustique nécessaire pour éveiller une sensation auditive. Or, il ne faut pas oublier que l'oreille est peut-être l'instrument de physique le plus remarquable, car, si elle entend, dans la nature, des sons intenses correspondant à des pressions de plusieurs milliers de baryes, elle peut, aussi, percevoir des sons faibles correspondant à 10^{-10} fois la pression atmosphérique.

A ces pressions, l'amplitude des déplacements du tympan est de l'ordre de 10^{-9} cm, soit de l'ordre de grandeur des dimensions de l'atome [2]. La figure 1 montre, d'après WILSKA, pour diverses fréquences, les amplitudes moyennes des déplacements du tympan au seuil. La limite inférieure du seuil peut être considérée comme étant déterminée par la pression produite par le mouvement brownien ; divers calculs ont montré que, tout au moins pour la bande 1 000-6 000 Hz, la pression efficace résultant de ce mouvement est de l'ordre de 86 dB au-dessous de 1 barye [3] ; or, dans la région de sensibilité maximum de l'oreille, on obtient généralement comme seuil, pour des sujets normaux, des pressions de l'ordre de 75 dB au-dessous de 1 barye, et très exceptionnellement, de l'ordre de 80 dB, ce qui montre

que la limite inférieure précédemment indiquée peut être considérée comme pratiquement acceptable.

Sans tenir compte des problèmes d'ordre physiologique et biologique qui se posent pour déterminer le mode de fonctionnement de l'oreille [4], on peut immédiatement imaginer deux possibilités pour mesurer le seuil auditif par voie aéro-tympanique, dont les techniques sont très différentes l'une de l'autre :

on désire mesurer cette pression sonore et plusieurs possibilités s'offrent alors : mesure de la pression sonore près du tympan, à l'extrémité du canal auriculaire, dans le plan tangent extérieur à l'oreille, en un point quelconque du conduit auditif... La mesure près du tympan, outre le danger qu'elle présente, est difficile à exécuter avec précision, car on ne peut connaître avec exactitude le point où est mesurée cette pression.

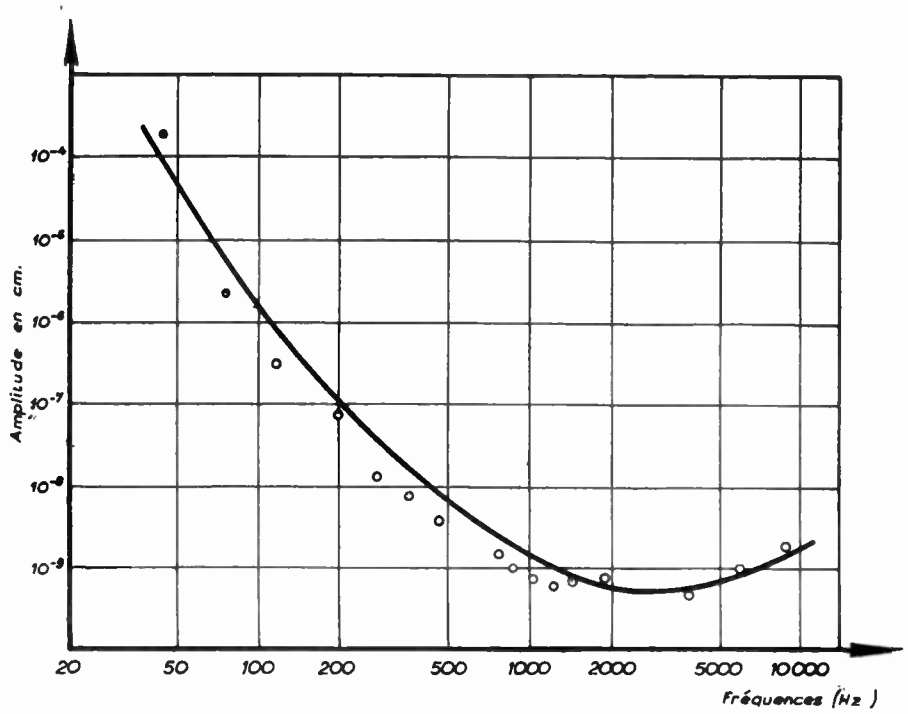


FIG. 1 — Amplitudes des vibrations du tympan, d'après Wilska, au seuil d'audition.

a) seuil mesuré à l'aide d'un écouteur posé contre l'oreille,

b) seuil mesuré à l'aide d'un haut-parleur, le sujet étant placé dans un champ acoustique libre (pas de réflexions).

Si la seconde méthode a des applications nombreuses dans le domaine de l'acoustique physiologique et, en particulier, pour la détermination des niveaux acoustiques subjectifs et pour les mesures d'écoute binauriculaire (courbes d'égale sensation sonore, courbes d'égale gêne, courbes de masquage et d'émergence...), elle est, par contre, peu utilisée dans la technique de la mesure des seuils d'audition. La première méthode, au contraire, est universellement utilisée, et, de ce fait, nous pensons qu'il est préférable d'insister davantage sur sa mise en œuvre, sur ses possibilités, sur ses difficultés et sur les résultats qu'elle peut fournir.

a) *Seuil mesuré par écouteur.*

Suivant la définition qui a été donnée précédemment, la détermination du seuil revient à mesurer une pression sonore absolue. Lorsque l'on utilise, à cette fin, un écouteur, il faut préciser à quel endroit

Une méthode couramment utilisée dans la plupart des laboratoires d'acoustique pour déterminer les pressions acoustiques dans le conduit auditif est celle de la sonde microphonique. La méthode fut introduite par SIVIAN et WHITE dès 1933 [3], puis reprise et perfectionnée pendant et après la guerre par divers auteurs américains [5, 6 et 7]. Elle consiste à introduire une petite sonde cylindrique de 1 mm de diamètre environ dans le conduit auditif ; cette sonde passe dans le pavillon de l'écouteur et est reliée à un microphone électrostatique étalon qui permet la mesure des pressions sonores. Il est naturellement nécessaire, dans ce cas, d'étalonner avec précision le microphone muni de la sonde [7]. Inutile de dire que la mise en œuvre de cette technique est très délicate, car deux types d'erreurs sont principalement à craindre :

— étalonnage du système électroacoustique plus ou moins précis,

— imprécision sur le point de mesure de la pression.

A cet égard, la figure 2 donne les résultats obtenus par divers auteurs avant 1933 [3], tandis que la figure 3 montre les résultats obtenus récemment en Grande Bretagne par DADSON et KING [8] en

deux points situés respectivement à 3 mm à l'intérieur du conduit auditif et à 7 mm à l'extérieur.

Il semble donc bien difficile de définir avec précision une pression sonore correspondant à un seuil auditif ; de plus, la force avec laquelle l'écouteur utilisé pour la mesure est appuyé sur l'oreille joue un rôle très important. Nous verrons dans les paragraphes suivants, d'une part les difficultés que l'on rencontre pour préciser un seuil moyen de référence, d'autre part l'importance du canal auditif dans la transmission des sons depuis l'extérieur de l'oreille jusqu'au tympan.

Il est également possible de remplacer la sonde, comme cela a été fait en France, par un microphone piézoélectrique de très petites dimensions que l'on place dans le pavillon de l'écouteur. Pour ne pas perturber le champ acoustique de l'écouteur, il est naturellement nécessaire que le cristal formant microphone soit très petit (3 à 4 mm de côté environ) ; mais on ne peut naturellement, dans ces conditions, ne mesurer la pression qu'à l'extérieur du conduit auditif, et, en particulier, dans le plan tangent du pavillon de l'oreille.

Nous examinerons, dans un prochain paragraphe, les difficultés que l'on rencontre lorsque l'on veut

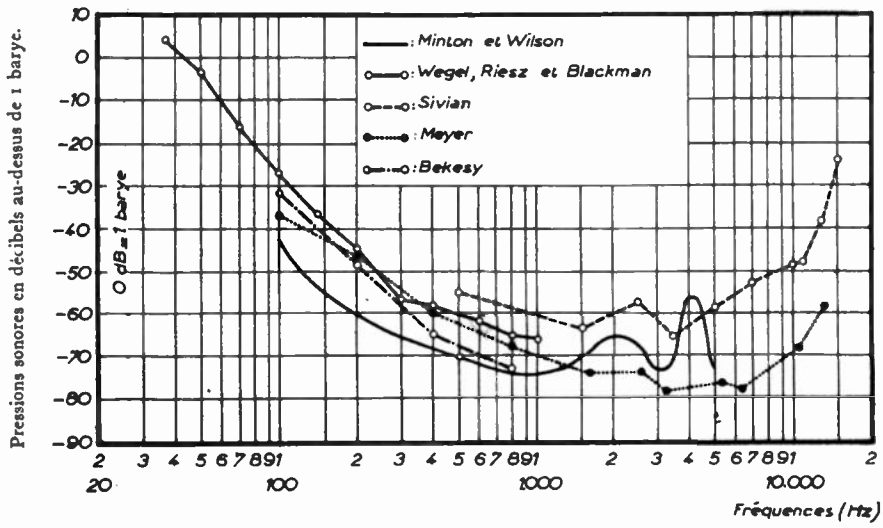


Fig. 2 — Courbes de seuils relevés à l'aide d'écouteurs, par divers auteurs, d'après Sivian et White.

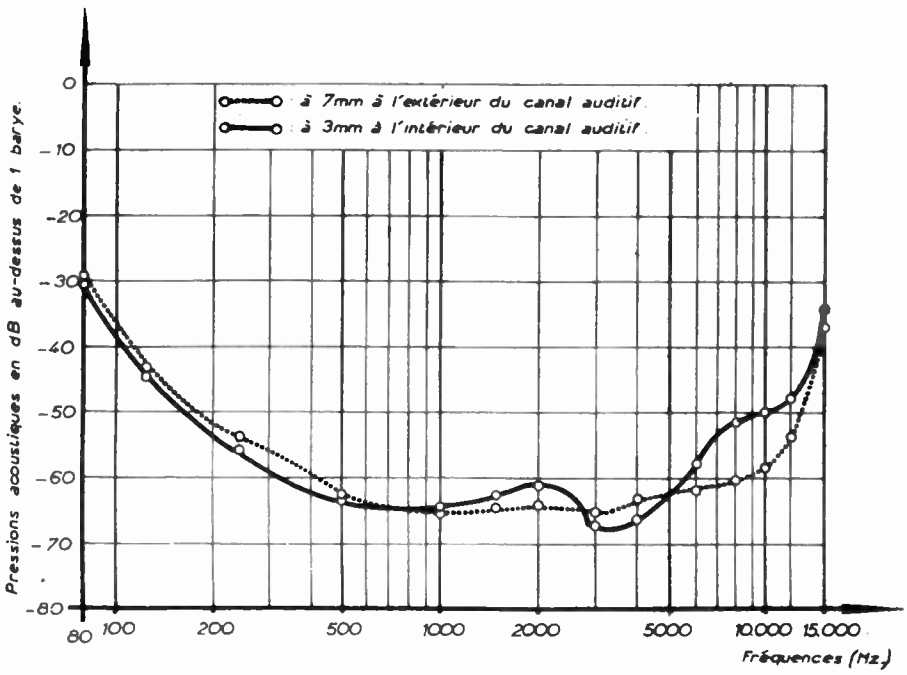


Fig. 15 — Différences obtenues par Dadson et King entre les pressions sonores mesurées en deux points du canal auditif.

ramener les résultats ainsi obtenu à des valeurs mesurables sur des oreilles artificilelles.

b) Seuil mesuré par haut-parleur.

Cette méthode est encore plus délicate, plus sujette à caution et plus difficile à mettre en œuvre que la précédente. Elle nécessite l'utilisation d'une salle sourde, afin que le sujet examiné ne reçoive uniquement que les sons émis par le haut-parleur et non les sons réfléchis par les parois. D'autre part, la pression sonore à l'endroit où est la tête du sujet est très différente selon que le sujet est, ou n'est pas, dans le champ acoustique du haut-parleur [9] : la question se pose alors de savoir dans quelles conditions il est nécessaire de calculer cette pression ? La figure 4 montre, d'après Wiener [9], le rapport existant entre la pression sonore mesurée à l'entrée de l'oreille et celle mesurée au même endroit lorsque le sujet examiné s'est retiré (en champ libre). Si, jusqu'à 1 000 Hz, les différences sont peu importantes (inférieures à 5 dB), il n'en est plus de même pour les fréquences comprises entre 1 500 et 3 000 Hz où les écarts peuvent atteindre 15 dB.

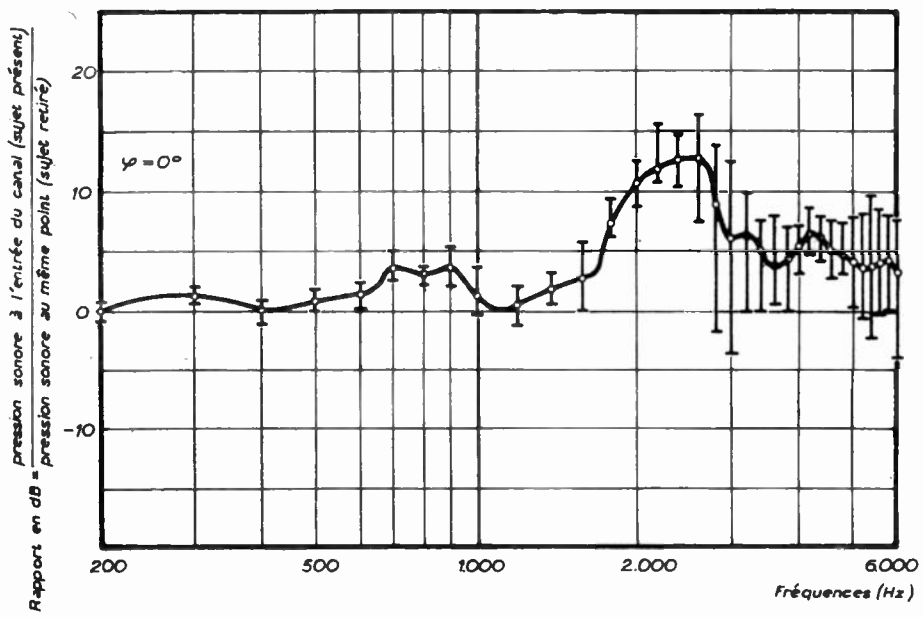


Fig. 4 — Rapport entre la pression sonore existant à l'entrée du canal auditif, lorsque le sujet est présent et lorsque le sujet s'est retiré, d'après Wiener (sujet face au haut-parleur).

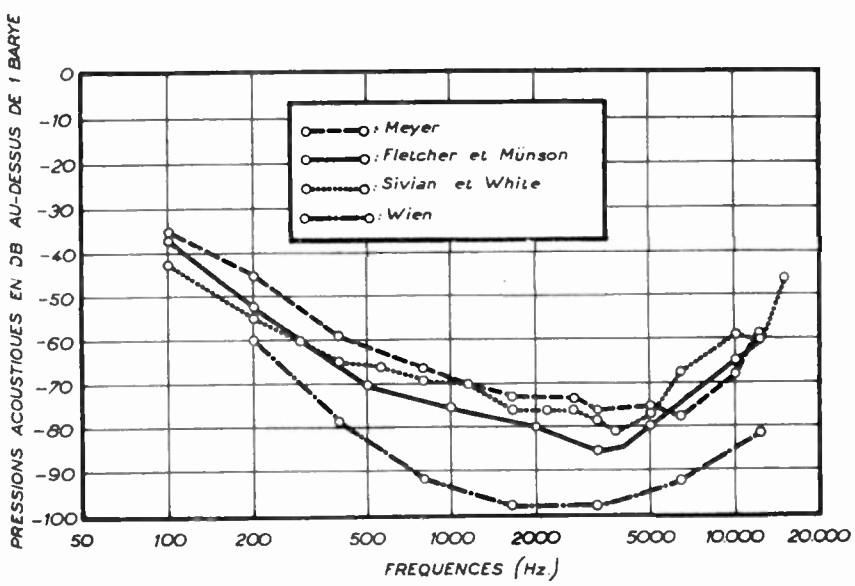


Fig. 5 — Courbes de seuils binauriculaires relevées à l'aide d'un haut-parleur, par divers auteurs, d'après Sivian et White

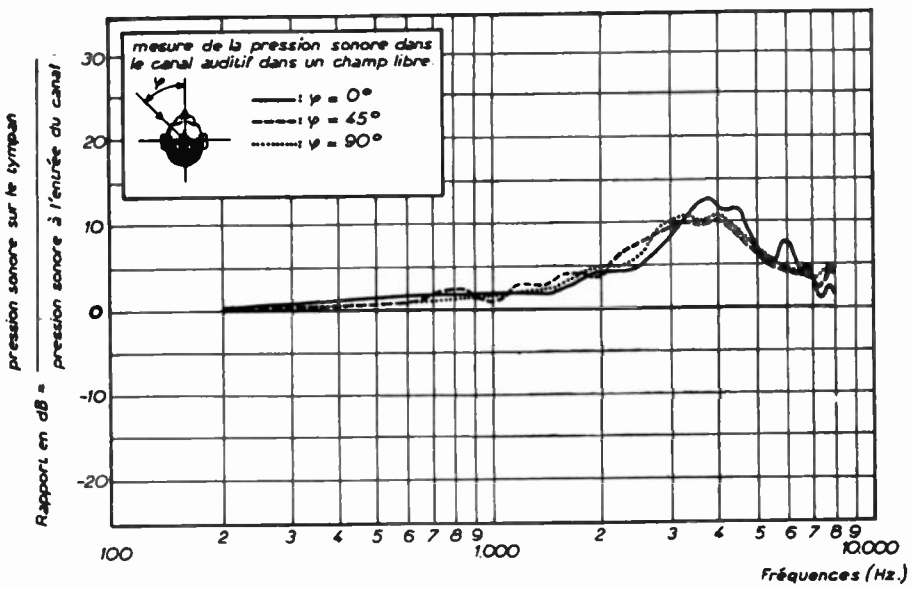


FIG. 6 — Ecarts entre les pressions sonores mesurées à l'entrée du canal auriculaire et le tympan lorsque le son est produit à l'aide d'un haut-parleur, d'après Wiener et Ross.

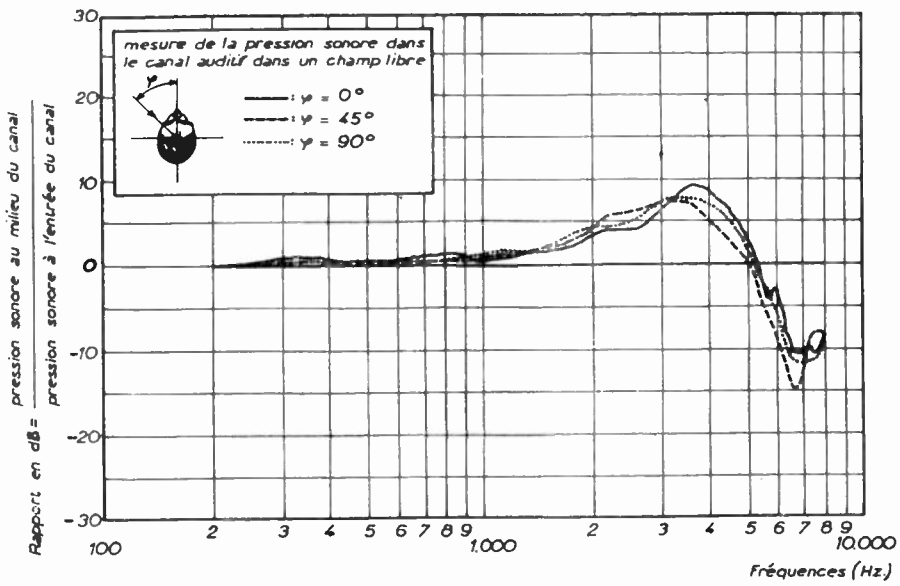


FIG. 7 — Écarts entre les pressions sonores mesurées entre l'entrée du canal auditif et un point situé à mi-distance entre l'entrée de ce canal et le tympan, d'après Wiener et Ross.

De plus, il ne faut pas oublier que lors d'un tel essai on prend généralement un seuil binauriculaire et non un seuil monoauriculaire ; dans ce dernier cas, il faudrait boucher une oreille, ce qui demande certaines précautions et ce que critiquent certains médecins et physiologistes. Comme pour les seuils relevés avec des écouteurs (figure 2), les résultats obtenus par divers auteurs utilisant la méthode du haut-parleur diffèrent sensiblement les unes des autres, comme le montre la figure 5. Les différences obtenues entre les divers expérimentateurs peuvent s'expliquer, d'ailleurs, dans une certaine mesure, pour les raisons suivantes, également valables pour le cas précédent :

— conditions d'essais non absolument identiques,
— âge des sujets non comparable,
— nombre d'oreilles testées non semblable.

Enfin, il ne faut pas omettre, comme nous l'avions signalé à la fin du dernier paragraphe, l'importance du canal auditif dans la transmission des sons jusqu'à la membrane tympanique. WIENER et ROSS [6] ont nettement mis en évidence cette influence et la

figure 6 montre, d'après ces auteurs, les écarts de pressions sonores entre l'entrée du canal auriculaire et le tympan ; la figure 7 montre, d'après les mêmes auteurs, les écarts de pressions entre l'entrée du canal et un point situé à mi-distance entre le tympan et l'entrée de ce canal.

Il ressort de ces diverses figures :

— que l'orientation de la tête par rapport à la source sonore ne doit pas être négligée,

— que la pression sonore sur le tympan est toujours plus forte que celle existant dans le champ libre, en l'absence du sujet. Au-dessous de 1 500 Hz, la différence reste inférieure à 5 dB, tandis qu'elle atteint 15 à 20 dB aux environs de 3 000 Hz, selon l'angle d'écoute. Elle décroît ensuite pour devenir négligeable pour un angle de 0° (sujet face à la source) pour la fréquence 8 000 Hz, alors qu'à cette

de donner quelques résultats pratiques, quoique différentes de principe, utilisent un appareillage en partie analogue. Si on les comparait d'un point de vue purement physiologique, on devrait obtenir entre les seuils monoauriculaires (écouteur) et les seuils binauriculaires (haut-parleur), abstraction faite de toute considération d'ordre physique et expérimental, des différences assez faibles. Chavasse et Causse [10], qui ont exécuté leurs essais avec des écouteurs, ont obtenu des différences de l'ordre de 2 dB à 10 000 Hz et de 3,5 dB à 100 Hz. D'autres auteurs, auparavant, avaient déjà obtenu des résultats analogues, mais alors que certains pensaient qu'il n'y avait qu'une différence négligeable entre ces deux seuils [11], d'autres avaient obtenu des écarts de l'ordre de 6 dB à la fréquence 800 Hz [12]. Les conditions d'essais, dans ce genre d'expérimentation, jouent un rôle prépondérant, mais il

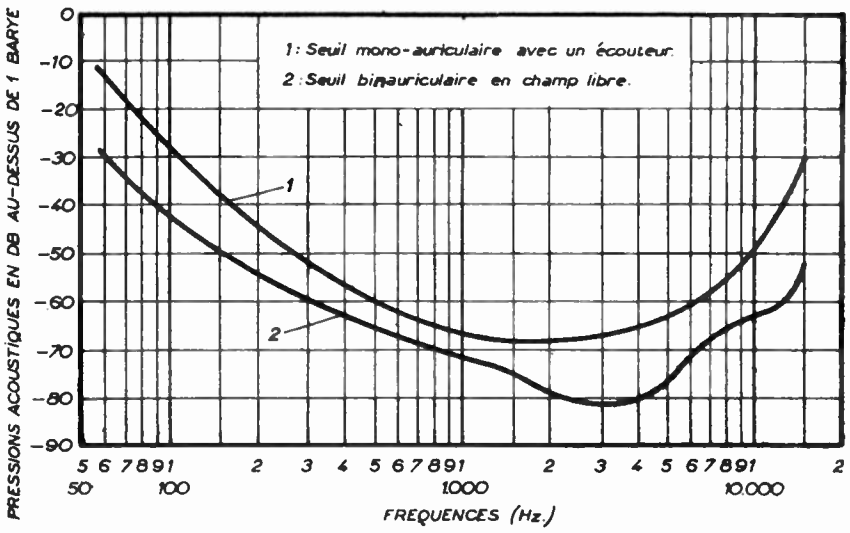


Fig. 8 — Écarts moyens entre les seuils monoauriculaires (avec écouteurs) et les seuils binauriculaires (avec haut parleur).

même fréquence elle atteint encore 12 dB pour un angle de 90° (sujet ayant l'oreille face à la source), ce qui montre qu'outre l'effet de diffraction de la tête, intervient également l'effet de résonance du canal auditif.

— que la pression sonore est toujours plus élevée sur le tympan qu'à l'entrée du canal auditif. Jusqu'à 2 000 Hz, les écarts restent inférieurs à 5 dB, mais ils atteignent 10 dB aux environs de 4 000 Hz pour décroître ensuite. Dans ce cas, l'angle d'écoute ne semble pratiquement pas intervenir, ce qui se conçoit, d'ailleurs, a priori,

— que la pression sonore est plus élevée en un point situé à mi-distance entre l'entrée du canal auriculaire et le tympan qu'à l'entrée de ce canal, pour les fréquences inférieures à 5 000 Hz, tandis qu'au-dessus le phénomène inverse se produit avec un maximum aux environs de 7 000 Hz, ce qui semblerait indiquer l'existence d'un nœud de pression, à cet endroit, dans le canal auditif.

c) *Comparaison entre les deux méthodes.*

Les deux méthodes pour lesquelles nous venons

semble que la différence entre les deux seuils, mesurés respectivement à l'aide d'un puis de deux écouteurs, ne doive pas dépasser 3 dB, quelle que soit la fréquence.

D'un autre côté, si l'on considère la figure 8, on aperçoit entre les courbes 1 (seuil monoauriculaire moyen avec écouteur) et 2 (seuil binauriculaire moyen avec haut-parleur) des différences que les explications physiques dues, tant à la diffraction de la tête qu'au rôle de tuyau bouché du canal auditif [6] [9] [13], n'expliquent pas totalement. Il faut ajouter, cependant, que les deux courbes de cette figure n'ont pas été relevées par les mêmes expérimentateurs, mais représentent des moyennes faites sur les résultats de divers auteurs. En particulier, les procédures employées, l'âge des sujets et l'état des oreilles, n'ont pas toujours été précisés avec netteté ; il est donc très difficile de tirer des conclusions définitives de ces divers travaux.

Il est très intéressant de constater, cependant, que les différences figurant entre les deux courbes de la figure 8 et qui sont relatives à la moyenne de divers essais exécutés avant 1936, se retrouvent encore

dans des expérimentations plus récentes [14], mais elles restent toujours inexpliquées, malgré les derniers travaux de MUNSON et WIENER [15], qui ont même trouvé des différences encore plus importantes pour des niveaux supraliminaires.

Les hypothèses, pour expliquer ces écarts, demeurent nombreuses, mais aucune ne peut être considérée comme totalement satisfaisante :

— pression statique différente entre l'oreille externe et l'oreille interne quand l'écouteur est appuyé sur le pavillon et modification du volume du conduit auditif,

— mise en action de certains muscles de l'oreille interne sous l'influence de l'écouteur,

— mode de transmission différent des sons à l'oreille interne, selon que l'on utilise un écouteur ou un haut-parleur,

— influence de ce que l'on appelle le bruit physiologique,

— effet de sensation différent donné par le système nerveux central, selon le mode d'excitation de l'oreille.

Il semble bien que ce soit la forme de l'écouteur, ses impédances électrique et mécanique, la force avec laquelle il est appuyé sur le pavillon de l'oreille et la façon dont il repose sur lui (contact dur ou élastique) qui en sont les causes les plus importantes.

2° LE SEUIL D'AUDITION MOYEN (ZÉRO ABSOLU DES AUDIOMÈTRES).

Les premières tentatives de détermination d'un seuil moyen avec écouteur semblent remonter à 1932 [16] ; elles avaient davantage pour but, semble-t-il, de rechercher les variations d'acuité auditive avec l'âge, que de normaliser un seuil d'audition. En 1933, SIVIAN et WHITE [3] exécutèrent des essais plus précis, mais malheureusement sur un nombre d'oreilles beaucoup trop restreint pour que l'on puisse attribuer une valeur statistique à leurs résultats (14 oreilles). En 1936, BEASLEY [17] fit de nombreux essais sur plus de 1 000 personnes de tous âges dont 1 200 environ furent considérées comme ayant une ouïe normale ; il obtint ainsi une courbe moyenne qui est mentionnée sur la figure 9, sur laquelle sont également portés les résultats obtenus par les divers expérimentateurs dont nous mentionnons les travaux ici. En 1939-1940, au cours d'une grande foire mondiale tenue à New-York, les « Bell Telephon Laboratories » organisèrent un stand où ils prirent plusieurs dizaines de milliers de seuils auditifs de sujets de tous âges [18]. Les conditions d'essais n'étaient naturellement pas exemptes de toute critique, principalement à cause des bruits résiduels non négligeables existant dans les cabines d'essais ; les résultats obtenus pour des sujets âgés de 20 à 29 ans, sont également portés sur la figure 10. L'examen de cette figure montre que les résultats des essais exécutés en 1932, 1936 et 1940 par les Américains peuvent être considérés, étant donné les conditions expérimentales très diverses, comme sensiblement concordants entre 750 et 3 500 Hz environ (± 4 dB), mais ils sont plus divergents pour les fréquences inférieures à 500 et supérieures à 4 000 Hz où les écarts atteignent ± 7 dB. Par contre, ils sont très différents de ceux obtenus par SIVIAN et WHITE également portés sur la figure 10, à titre comparatif.

Devant les difficultés rencontrées, devant les écarts obtenus par divers auteurs et surtout devant la diversité des types d'audiomètres qui se trouvaient alors sur le marché, l'« American Medical Association » demanda, en 1947, la normalisation d'un zéro absolu aux Etats-Unis. Le problème se compliqua à ce moment, car on voulut, avec raison, ramener les valeurs absolues mesurées sur des oreilles humaines, à des valeurs mesurables sur un coupleur ou sur une oreille artificielle normalisée.

Or, à cette époque, malgré les travaux originaux d'INGLIS et de ses collaborateurs [19], il n'existait pas encore, dans aucun pays, de véritable oreille artificielle : il n'y avait que des coupleurs. De plus, les nombreuses études et mesures exécutées jusqu'alors avaient nettement montré que non seulement l'étalonnage d'un écouteur dépendait de la

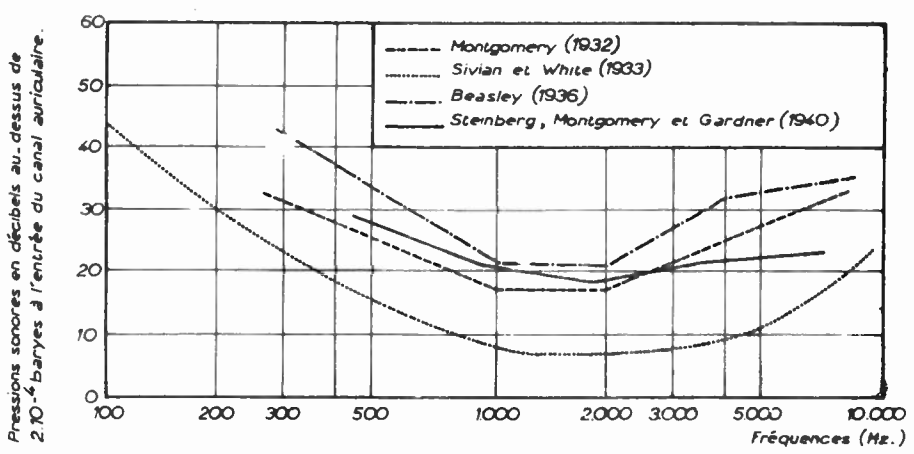


FIG. 9 — Quelques seuils d'audition moyens monoauriculaires obtenus par divers expérimentateurs, à l'aide d'écouteurs.

forme et du volume du coupleur utilisé, mais aussi qu'un coupleur donné satisfaisant pour un type d'écouteurs déterminé n'était pas utilisable avec un autre type d'écouteur. Pour ces raisons, un coupleur de 6 cm³ fut d'abord utilisé aux Etats-Unis, en 1917 puis, en 1949, le « National Bureau of Standard » normalisa divers types de coupleurs de volume et de forme variés (2 - 5, 7 et 6 cm³) en fonction du type d'écouteur à étalonner [20].

essais plus récents des mêmes auteurs [22], ont montré que ce transfert de pression ne devait en aucune façon être fait sur un coupleur qui ne serait pas une véritable oreille artificielle, même avec des écouteurs dynamiques de très haute qualité, ce qui ne fait que confirmer l'urgence d'une normalisation internationale en ce domaine.

Il faut reconnaître, d'ailleurs, que ce problème n'a pas échappé aux spécialistes de la téléphonie

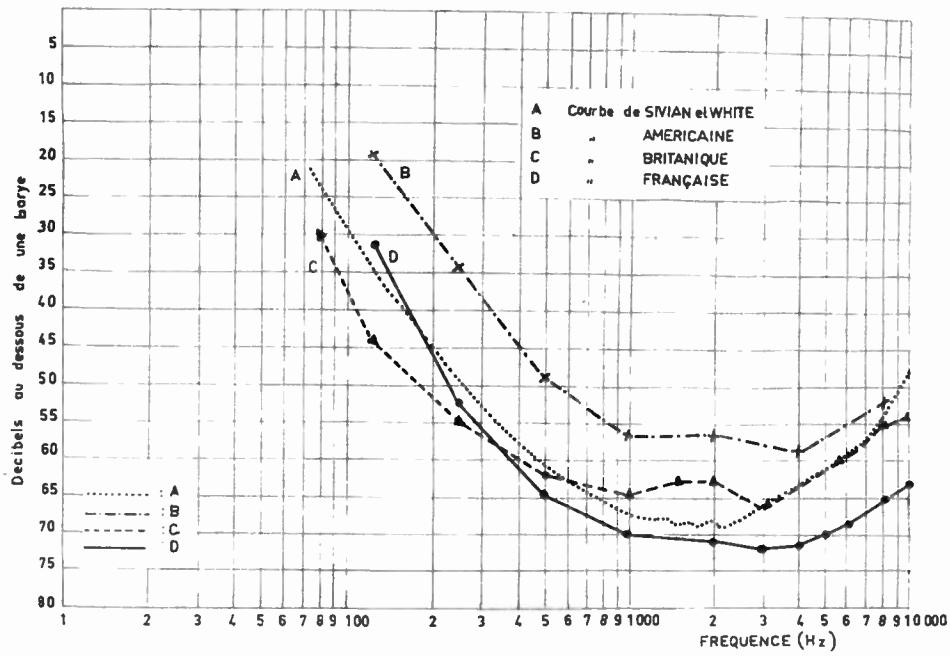


FIG. 10 — Courbes de seuils moyens monoauriculaires normalisés ou proposés dans divers pays, en vue d'une normalisation internationale.

Ce furent principalement les résultats de BEASLEY [17] qui furent utilisés pour définir un seuil moyen normal ; ce seuil fut rapporté au coupleur type N B S 9 A normalisé de 6 cm³ [20] et il fut ensuite adopté comme zéro de référence des audiomètres (courbe B de la figure 10) : ces valeurs ne sont correctes que pour un écouteur « Western Electric 705 A », mais si un autre type d'écouteur est employé, il n'est plus possible d'utiliser les valeurs de la courbe B de la figure 10 : c'est bien là le point faible d'une telle normalisation, car le coupleur normalisé ne permet pas, par des mesures purement objectives, de passer d'un type d'écouteur à un autre type ; il est alors absolument indispensable d'exécuter une série de mesures subjectives sur plusieurs personnes, ce qui n'est ni pratique, ni physique.

Récemment, cependant, une méthode objective utilisant une sonde microphonique a été utilisée aux Etats-Unis pour permettre le transfert de la pression développée par un écouteur donné sur un coupleur à celle développée sur le même coupleur par un autre écouteur [21]. Les résultats obtenus semblent assez encourageants, les écarts entre cette méthode et la méthode subjective dite de « balance » étant de l'ordre des erreurs de mesure possibles (± 2 dB environ) ; les mesures subjectives n'ont malheureusement été effectuées que sur 14 sujets et ont été faites à l'entrée du canal auditif. Cependant, des

Il faut reconnaître, d'ailleurs, que ce problème n'a pas échappé aux spécialistes de la téléphonie qui essaient, depuis 25 ans, de réaliser une oreille artificielle représentant correctement l'impédance acoustique moyenne, tant réelle qu'imaginaire, des oreilles humaines. A cet égard, en Grande-Bretagne, WEST, dès 1930 [23], réalisa un modèle de qualité qui fut modifié en 1945 par le « National Physical Laboratory » et normalisé en 1953 ; en Suisse, est utilisée une oreille décrite par WEBER en 1946 [24] et modifiée par FONTANELLAZ en 1951 [25], tandis qu'en France est utilisée l'oreille mise au point au Centre National d'Etudes des Télécommunications [26]. La figure 11 donne à titre indicatif, la coupe schématique de l'oreille française. Ces divers coupleurs et oreilles présentent des différences notables, tant en forme qu'en volume ; il ne faut donc pas s'étonner si les valeurs de seuils rapportées à ces divers modèles diffèrent d'un pays à l'autre, ce qui est naturellement très fâcheux.

D'un autre côté, il apparut bien vite que les audiomètres conformes à la norme américaine donnaient des résultats inexacts quelle que soit la fréquence et toujours nettement trop élevés. Des études furent alors entreprises, particulièrement en Grande Bretagne et en France, pour déterminer des seuils d'audition moyens corrects et précis. DADSON et KING [8] d'une part, WHELER et DICKSON [27] d'autre part, publièrent leurs résultats en 1952, indépendamment les uns des autres ; les valeurs obtenues étaient

cependant très comparables et servirent à l'établissement de la norme britannique actuellement en vigueur.

Les valeurs moyennes adoptées, utilisables uniquement avec un écouteur « Standard Telephon 4026 A », sont également portées sur la figure 10 (courbe C).

En France, des mesures analogues, exécutées suivant une technique pratiquement identique à celle utilisée en Grande Bretagne (seul le point de mesure étant légèrement différent), ont permis également d'aboutir à des valeurs actuellement en cours de normalisation.

— point de mesure différent (à l'extrémité du canal auditif en Grande-Bretagne et dans le plan tangent au pavillon de l'oreille en France),

— bruit de fond des salles d'essais mal défini et différent dans les trois cas (assez important aux Etats-Unis, mais faible en France et en Grande-Bretagne,

— appareillage électroacoustique différent et erreurs possibles dans la détermination des efficacités absolues des microphones étalons et des sondes microphoniques utilisés,

— force d'appui des écouteurs contre l'oreille non identique,

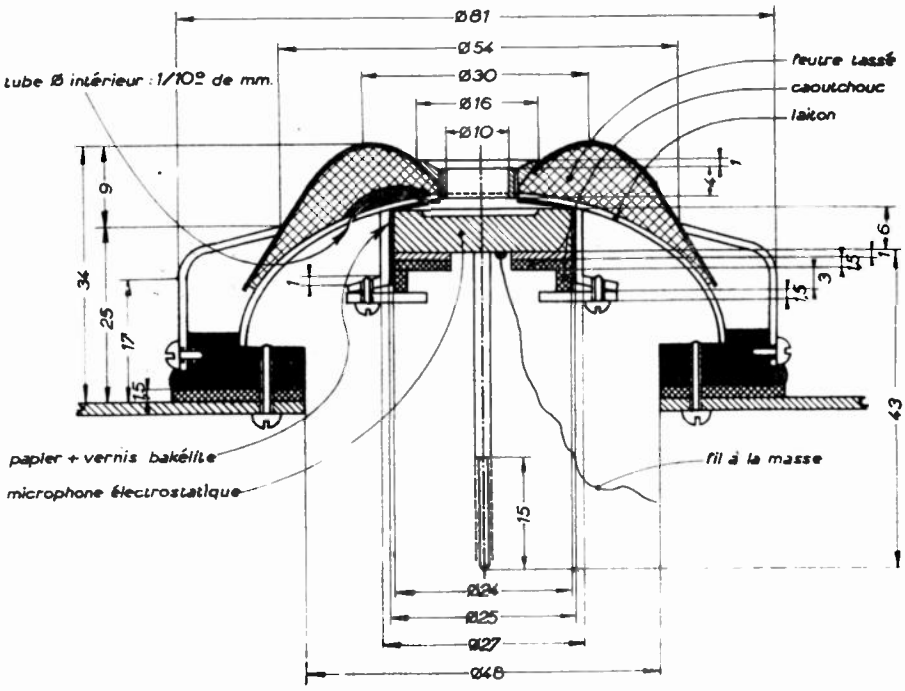


FIG. 11 — Coupe schématique de l'oreille artificielle utilisée en France.

La courbe D de la figure 10 en représente les résultats finaux moyens.

Un examen attentif de la figure 10, sur laquelle sont portées :

— la courbe A proposée par SIVIAN et WHITE en 1933 [3],

— la courbe B normalisée aux Etats-Unis depuis 1951 [28],

— la courbe C normalisée en Grande-Bretagne depuis 1954 [29],

— la courbe D en cours de normalisation en France [30], montre immédiatement l'importance des écarts existant entre les trois normes officielles actuellement existantes (Etats-Unis, Grande-Bretagne et France).

A quoi, principalement, sont dus ces écarts :

— âge différent des sujets examinés et état physiologique non toujours bien défini,

— qualité différente des écouteurs utilisés et impédances mécaniques peut-être mal adaptées à ce genre de mesure [22].

Afin d'arriver à un accord international sur ce point, l'Organisation Internationale de Normalisation (I.S.O.) a mis cette question à l'ordre du jour de sa dernière réunion (Berne : septembre 1955) ; si les autres paramètres entrant dans une normalisation d'audiomètres ne présentent pas de grosses difficultés de principe (fréquences, affaiblisseur, distorsion...), il n'en est malheureusement pas de même pour la valeur absolue des seuils. Il a donc été décidé que des mesures complémentaires devraient être exécutées, en particulier pour déterminer avec précision l'influence possible du point de mesure de la pression sonore. Le problème spécial de l'oreille artificielle devra être traité séparément ; il n'offre, d'ailleurs, dans ce cas, qu'un intérêt secondaire, car la détermination de la pression absolue correspondant au seuil est mesurée directement dans l'oreille humaine au moyen d'une sonde microphonique ou de tout autre dispositif approprié.

A cet égard, il n'est pas inutile de rappeler que l'étalonnage de la sonde utilisée doit être exécuté avec précision, dans des conditions analogues à celles dans lesquelles elle sera employée. En effet, des mesures exécutées par BENSON [31] ont montré que la caractéristique d'une sonde microphonique pouvait varier dans des conditions non négligeables selon qu'elle était utilisée dans une cavité close ou en champ acoustique libre.

3° LE SEUIL OSSEUX.

Les mesures par voie osseuse sont encore plus délicates que les mesures par voie aérienne ; elles demandent souvent plus de précautions et nécessitent naturellement l'utilisation d'un vibrateur dont l'étalonnage se révèle extrêmement difficile. Cependant, les mesures d'acuité auditive par voie osseuse sont très importantes pour l'otologiste, même dans une gamme de fréquences restreinte, comme c'est le cas pour la plupart des audiomètres (250-4 000 Hz), car elles lui permettent très souvent de poser un diagnostic relatif au type de surdité.

D'autre part, le mode et l'endroit de fixation du vibrateur jouent également un rôle primordial ; enfin, lorsqu'il s'agit d'étudier les seuils d'audibilité de sujets normaux, il semble assez difficile d'obtenir, pour la conduction osseuse, des valeurs stables et les avis sont encore partagés sur le fait de boucher ou non le canal auditif, de la façon de le boucher, ou, tout au moins, sur le mode d'assourdissement de l'oreille, Or, il est également essentiel, pour la normalisation des audiomètres, de définir un seuil osseux moyen, comme nous avons essayé de le faire pour la conduction aérienne, qu'il s'agisse de la conduction osseuse absolue (avec assourdissement ou obturation de l'oreille externe) ou de la conduction osseuse relative (sans assourdissement ni obturation).

Divers auteurs ont essayé de mesurer l'amplitude de la vibration produite par un écouteur osseux au seuil. Ces mesures semblent peu précises et très délicates et les résultats obtenus sont assez différents les uns des autres. Ainsi, KNUDSEN et JONES [32] ont obtenu, à la fréquence 1 000 Hz, une amplitude de l'ordre de $2{,}7 \times 10^{-9}$ cm, tandis que BEKESY [33] a obtenu, à la fréquence 800 Hz, une amplitude de l'ordre de $3{,}5 \times 10^{-9}$ cm pour la conduction osseuse relative et de 5×10^{-10} cm pour la conduction osseuse absolue (par obturation du canal auriculaire). Enfin, l'étalonnage des vibrateurs pose également des problèmes complexes et, jusqu'à présent, aucune méthode normalisée n'a pu être établie, tant en Europe qu'aux Etats-Unis. Des tentatives furent faites par plusieurs expérimentateurs pour établir des mastoïdes artificielles pouvant être utilisées en ce sens. Ainsi, dès 1939, HAWLEY [34], aux Etats-Unis, réalisa un appareillage qui fut repris et amélioré, d'abord par CARLISLE et MUNDEL en 1944 [35], puis par GREIBACH en 1946 [36]. Ce modèle permettait des étalonnages pour des fréquences comprises entre 100 et 10 000 Hz avec, d'après certains auteurs [37], une approximation de $\pm$ 2 dB ; le but n'était pas, d'ailleurs, la détermination d'une amplitude absolue, mais la recherche de la possibilité de comparer des vibrateurs sans avoir recours à des mesures subjectives. Enfin, plus récemment, l'appareillage de mesure fut encore amélioré, particulièrement du point de vue de l'impédance mécanique du système, impédance que l'on désirait obtenir sensiblement égale à celle de la tête [38].

En définitive, il semble encore prématuré actuellement, d'une part de définir et proposer une méthode d'essai objective des vibrateurs et, d'autre part, de proposer un seuil osseux moyen correspondant à une oreille moyenne normale. Il est donc nécessaire de continuer à étalonner les audiomètres, pour la conduction osseuse, par des méthodes purement subjectives.

3. Conclusions.

Nous avons voulu, dans ce bref exposé, montrer la complexité du problème posé par la normalisation des audiomètres, mais également son importance et son urgence. Nous avons principalement cherché à faire la mise au point actuelle du problème électroacoustique plus particulier de la définition et de la mesure des seuils d'audition, en vue d'une normalisation internationale. Un gros travail a déjà été fait en ce sens, mais il reste cependant encore beaucoup à faire et il faut souligner que c'est grâce aux nombreux et récents progrès de l'électroacoustique que l'on peut espérer obtenir prochainement des résultats précis qui permettront de résoudre cette importante question.

Nous avions déjà été amenés, en 1953 [39], à étudier un projet de normalisation des audiomètres, à la demande de la Société Internationale d'Audiologie. Depuis cette époque, le projet a été repris et complété en collaboration avec M. CHAVASSE, ce qui a permis de préparer un document qui a été transmis à l'A.F.N.O.R. à la fin de 1954. Ce document a été alors étudié par la commission spécialisée de cet organisme ; il a été soumis à l'enquête publique qui s'est terminée en février 1956 [30]. Nous pouvons donc espérer avoir une norme nationale officielle en France pour le début de l'été 1956. Elle définira plusieurs paramètres et, en particulier, les suivants :

— tensions et fréquences du secteur d'alimentation,

— échelle des fréquences à utiliser et précision de ces fréquences,

— échelle des intensités et précision de l'affaiblisseur,

— limites extrêmes (maxima et minima) d'intensité à atteindre pour les mesures par voie osseuse et par voie aérienne,

— seuils d'audition absolus par voie aéro-tympanique en décibels au-dessous de 1 barye (courbe D de la figure 11),

— distorsion harmonique maximum autorisée pour chaque fréquence,

— bruit de fond maximum autorisé et niveau de ronflement admissible,

— caractéristiques des écouteurs et vibrateurs et force d'application contre l'oreille et la mastoïde,

— caractéristiques spectrales du bruit blanc utilisé comme bruit de masque,

— caractéristiques électriques de l'interrupteur de tonalité,

— caractéristiques électroacoustiques des dispositifs de mesure de recrutement (test de FOWLER et test de LUSCHER),

— caractéristiques électriques et électroacoustiques des appareils utilisés pour l'audiométrie vocale (microphone, vu-mètre et affaiblisseur).

Toutes les caractéristiques exigées ne sont pas toujours très faciles à obtenir, mais elles sont certainement le gage d'une bonne qualité et nous sommes persuadés que les constructeurs le comprendront aisément. De leur côté, les utilisateurs auront alors, d'une part, la satisfaction d'exécuter des mesures ayant une signification physique précise, et d'autre part, celle de pouvoir aisément comparer leurs résultats, ce qui devrait être, il faut l'espérer, une source de nouveaux progrès dans le domaine immense de l'audiologie.

BIBLIOGRAPHIE

[1] BUNCH (C.C.). — History of the development of the audiometer (Historique du développement de l'audiomètre). *Laryngoscope*. (déc. 1951), *51*, pp. 1100-1112.

[2] WILSKA (A.). — Eine methode zùr Bestimmùng der Hörschwellenamplitùden des Trommelfelds bei verschiedenen Freqùenzen. (Une méthode de détermination de l'amplitude de vibration du tympan, au seuil auditif, à diverses fréquences). *Skand. Arch. Physiol.* (1935), *72*, pp. 161-175.

[3] SIVIAN (L.J.), WHITE (S.D.). — On minimum audible sound fields. (Les champs sonores minima audibles). *J. acoust. Soc. Amer.* (Avr. 1933), n° *4*, pp. 288-321.

[4] STEVENS (S.S.), DAVIS (H.). — Hearing : its psychology and physiology. (L'audition : sa psychologie et sa physiologie). 2e ed., Wiley, New-York (1947).

[5] WIENER (F.M.), FILLER (A.S.). — The response of certain earphones on the ear and closed couplers. (Réponses de quelques écouteurs relevées sur l'oreille et sur des coupleurs étanches). Rapport du Psycho-Acoustic Laboratory de l'Université de Harvard (déc. 1945).

[6] WIENER (F.M.), ROSS (D.A.). — The pressure distribution in the auditory canal in a progressive sound field. (La distribution des pressions dans le canal auditif, dans un champ d'ondes sonores progressives). *J. acoust. Soc. Amer.* (oct. 1946), *18*, n° 2, pp. 401-408.

[7] NICHOLS (R.H.), MARQUIS (R.J.), WIKLUND (W.G.), FILLER (A.S.), FEER (D.B.), VENEKLASEN (P.S.). — Electro-acoustical properties of hearing aids. (Les caractéristiques électro-acoustiques des appareils pour sourds). Rapport de l'Electro-acoustic Laboratory de l'Université de Harvard. 1er mai 1945).

[8] DADSON (R.S.), KING (J.H.). — A determination of the normal threshold of hearing and its relation to the standardization of audiometers (La détermination du seuil normal d'audition et son utilité pour la normalisation des audiomètres). *J. Laryn. Otol.* (août 1952), LXVI, n° 8, pp. 366-378.

[9] WIENER (F.M.). — On the diffraction of a progressive sound wave by the human head. (La diffraction d'une onde sonore progressive par la tête humaine). *J. acoust. Soc. Amer.* (jnav. 1947), *19*, n° 1, pp. 143-146.

[10] CAUSSE (R.), CHAVASSE (P.). — Comparaison de seuils auditifs mono et binauriculaires. *C.R. Soc. Biol.*, (mars 1942), *136*, pp. 301-302 et 405-406.

[11] HUGUES (J.W.). — The monaural threshold : effect of a subliminal contralateral stimulus. (Le seuil monoauriculaire : effet d'un stimulus subliminaire contralatéral). *Proc. R. Soc.*, (1938), *142*, n° 124, B, pp. 406-420.

[12] HOLWAY (A.H.), UPTON (M.). — On the psychophysics of hearing. (Sur la psychophysique de l'audition). *Proc. nation. Acad. Sci.* (1938), *24*.

[13] FLETCHER (H.). — Auditory patterns. (Diagrammes d'audition). *Rev. mod. Phys.*, (1940), *12*, pp. 47-65.

[14] MUNSON (W.A.), WIENER (F.M.). — Sound measurements for psychophysical tests. (Mesures acoustiques pour examens psychophysiques). *J. acoust. Soc. Amer.* (mai 1950), *22*, n° 3, pp. 382-386.

[15] MUNSON (W.A.), WIENER (F.M.). — In search of the missing 6 dB. (A la recherche des 6 dB manquants). *J. acoust. Soc. Amer*, (sept. 1952), 24, n° 5, pp. 498-501.

[16] MONTGOMERY (H.C.). — Do our ears grow old ? (Notre acuité auditive est-elle affectée par l'âge ?) *Bell Lab. Rec.*, (1932), *10*, pp. 311-313.

[17] BEASLEY (C.W.). — Clinical investigation of hearing in the general population. (Enquête médicale sur les facultés auditives des Américains). National Health Survey-Hearing Studies. Bulletins n° 1, 2, 3, 4 et 5 (1936). The United-States Public Health Service, Washington.

[18] STEINBERG (J.C.), MONTGOMERY (H.C.), GARDNER (M.B.). — Results of the world fair's hearing tests. (Résultats des essais d'audition de la foire internationale de New-York). *J. acoust. Soc. Amer.* (oct. 1940), *12*, n° 2, pp. 291-300.

[19] INGLIS (A.H.), GRAY (C.H.G.), JENKINS (R.T.). — A voice and ear for telephone measurements (Une voix et une oreille pour les mesures téléphoniques). *Bell sys. Tech. Jour.* Vol. 11 (1932), pp. 297-317.

[20] BERANEK (L.), ROMANOW (F.F.), MORRICAI (K.C.), ANDERSON (J.L.), BAUER (B.B.), COOK (R.D.), WHATEN-DUN (W.). — American standard method for the coupler calibration of earphones. (Résumé de la norme américaine Z.24.9.1949 sur l'étalonnage des écouteurs au moyen de « coupleurs »). *J. acoust. Soc. Amer.*, (oct. 1950), *22*, n° 5, pp. 602-608.

[21] CORLISS (E.L.R.), BURKHARD (M.D.). — A probe tube method for the transfer of threshold standards between audiometers earphones (Une méthode utilisant une sonde pour transférer les seuils normalisés entre les écouteurs d'audiomètres). *J. acoust. Soc. Amer.* (sept. 1953), *25*, n° 5 pp. 990-993.

[22] BURKHARD (M.D.), CORLISS (E.L.R.). — The response of earphones in ears and couplers (La réponse des écouteurs sur des oreilles et des coupleurs). *J. acoust. Soc. Amer.* (sept. 1954) *26*, N° 5, pp. 679 685.

[23] WEST (W.). — An artificial ear. (Un modèle d'oreille artificielle). *Post. Off. electr. Engrs. J.* (janv. 1930). *22*, pp. 260-263.

[24] WEBER (H.). — Beitrag zùm Aùfbaù des orthotelephonischen Uebertragùnssystems. (Contribution à la réalisation d'un système de transmission orthotéléphonique). *P.T.T. Tech. Mitt.*, (avr. 1946), *24*, n° 4, pp. 145-149.

[25] FONTANELLAZ (G.). — Mesures objectives de netteré effectuées sur des appareils téléphoniques. *P.T.T. Tech. Mitt.*, (Déc. 1951), n° 12, pp. 3-445466.

[26] CHAVASSE. — L'oreille artificielle du Centre National d'Etudes des Télécommunications. *C.R. Acad. Sci.*, (12 avr. 1950), *230*, n° 15, pp. 1390-1392.

[27] WHEELER (L.J.), DIKSON (D.D.). — The determination of the threshold of hearing. (La détermination du seuil auditif). *J. Laryngol. Otol.*, (août 1952), *LXVI*, n° 18, pp. 379-395.

[28] American standard specification for audiometers for general diagnostic purposes . (Les spécifications américaines normalisées concernant les audiomètres utilisés pour les diagnostics courants). Norme américaine n° Z.24-6-1951.

[29] Norme britannique n° B.S. 2497 — 1954. relative aux seuils d'audition normaux pour les sons purs, mesurés à l'aide d'écouteurs.

[30] Projet de norme française A.F.N.O.R. n° S. 31.001, d'août 1955 : audiomètres.

[31] Benson (R.W.). — The calibration and use of probe tube microphones (Etalonnage et utilisation des sondes microphoniques). *J. Acoust. Soc. Amer.* (janvier 1953), *25*, n° 1, pp. 128-134.

[32] Knudsen (V.O.), Jones (I.H.). — Bone conduction. (La conduction osseuse). *Arch. Otolaryngol.*, (1931), *13*, pp. 489-505.

[33] Bekesy (G. von). — Zùr Theorie des Hörens bei der Schallaùfnahme dùrch Kochenleitùng. (Contribution à la théorie de l'audition dans le cas de la perception des sons par conduction osseuse *Ann. Phys.*, (1932), *13*, pp. 111-136.

[34] Hawley (M.S.). — An artificial mastoïd for audiphone measurements. (Une mastoïde artificielle pour l'étalonnage des vibrateurs). *Bell Lab. Rec.*, (nov. 1939), *18*, n° 3, pp. 73-75.

[35] Carlisle (R.W.), Mundel (A.B.). — Practical hearing aid measurements (Mesures pratiques concernant les appareils pour sourds). *J. acoust. Soc. Amer.* (juill. 1944), *16*, n° 1, pp. 45-51.

[36] Greibach (E.M.). — Laboratory method for objective testing of bone receivers and throat microphones. (Methode de laboratoire pour les essais pratiques des récepteurs à conduction osseuse et des laryngophones). *Electr. Engng.* (avr. 1946), *65*, n° 4, pp. 184-186.

[37] Carlisle (R.W.), Pearson (H.A.), Werner (P.R.). — Construction and calibration of an improved bone conduction receiver for audiometry. (Construction et étalonnage d'un récepteur à conduction osseuse perfectionné pour l'audiométrie). *J. acoust. Soc. Amer.* (juil. 1947), *19*, n° 4, pp. 632-638.

[38] Carlisle (R.W.), Pearson (H.A.). — A strain gauge type artificial mastoïd. (Une mastoïde artificielle basée sur le principe des jauges de contrainte, pour l'étalonnage des vibrateurs). *J. acoust. Soc. Amer.* (mai 1951), *23*, n° 3, pp. 300-302.

[39] Lehmann (R.). — Le problème de la normalisation des audiomètres [*Annales d'oto. laryngologie* (1953). — N° 11, 12, pp. 735-765.

CONGRÈS ET EXPOSITION

CONGRÈS INTERNATIONAL DE CYBERNÉTIQUE

La Province de Namur organise, sous le Haut Patronage du Ministère de l'Instruction Publique et de l'U.N.E.S.C.O., et sous la Présidence d'Honneur de Monsieur le Gouverneur de la Province de Namur, un Congrès International de Cybernétique qui se tiendra à Namur (Belgique), du 26 au 29 juin 1956.

Les promoteurs de cette manifestation ont pour objectif de provoquer une large confrontation des mouvements de pensée qui se développent autour du terme « Cybernétique » et de faire le point des réalisations que compte à son actif cette Science nouvelle. Le Congrès est placé sous la Présidence Générale du Professeur Georges R. BOULANGER, de la Faculté Polytechnique de Mons et de l'Université Libre de Bruxelles. Les travaux seront répartis en quatre sections qui couvriront tous les aspects scientifiques et techniques du développement de la Cybernétique.

Section I : Principes et Méthodes de la Cybernétique

sous la Présidence de M. Pierre AUGER, Professeur à la Sorbonne, Directeur du Département des Sciences Exactes et Naturelles de l'U.N.E.S.C.O.

Section II : Les Machines sémantiques (ou informationnelles).

sous la Présidence de M. Louis COUFFIGNAL, Inspecteur Général de l'Instruction Publique, Directeur du Laboratoire de Calcul Mécanique de l'Institut Blaise Pascal (Paris).

Section III : L'Automation (Usines automatiques)

sous la Présidence de M. Georges R. BOULANGER, Professeur à la Faculté Polytechnique de Mons et à l'Université Libre de Bruxelles, Président du Congrès.

Section IV : La Cybernétique et la Vie

sous la Présidence de M. W. Grey WALTER, Directeur du Département de Physiologie du Burden Neurological Institut (Bristol).

Une exposition spécialisée, qui se tiendra dans le cadre de la 8e Exposition Officielle de Namur, illustrera les divers thèmes du Congrès et un programme spécial sera établi à l'intention des personnes accompagnant les Congressistes.

Les personnes qui auraient l'intention de participer au Congrès au titre d'auditeur, d'auteur de communication ou d'exposant de matériel, sont priées de se faire connaître en écrivant au Secrétariat du Congrès de Cybernétique 13, Rue Basse-Marcelle, Namur (Belgique). Des informations détaillées leur seront envoyées.

DOCUMENTATION TECHNIQUE

Les Klystrons TH 2 220 de la Compagnie Française Thomson-Houston.

Les Klystrons TH 2220 représentés sur la page de couverture de ce numéro sont construits en France, sous licence VARIAN, par le Groupe Electronique de la Compagnie Française Thomson-Houston. Ils sont équivalents aux modèles V. 220. Leur puissance de sortie est de 1,2 Watt en moyenne sous une faible tension d'alimentation. Ils possèdent une très grande durée de vie et la stabilité de fréquence est remarquable dans les conditions mécaniques et électriques les plus sévères.

Type (1)	TH 2220
Fréquence (2)	5 925 — 7 425 MHz
Tension réflecteur	750 V
Puissance de sortie	1,2 W
Largeur de bande	35 MHz
Sensibilité de modulation	375 kHz /V

(1) Les tubes peuvent être livrés avec sortie sur bride standard U.S.A. (Version "U"), ou sur bride standard P.T.T. (Version "P").

(2) Cette bande est couverte en 5 tubes : TH. 22 o B,C.D,E et F couvrant chacun une bande de fréquen e de 300 MHz environ.

OFFRES D'EMPLOI

O.77. — « Importante firme américaine sollicite des demandes d'emploi émanant d'ingénieurs électroniciens désireux de faire de la recherche et du développement dans les domaines suivants : télécommunications (émetteurs et récepteurs), contrôle de fréquence, modulateurs à impulsions de grande puissance, alimentations régulées de puissance ». Déménagement aux U.S.A. aux frais de la firme. Habitation à 60 km du Centre de New-York. Adresser toute demande à Herbert Feldmann, Manson Laboratories, 207, Greenwich Av., Stamford, Connecticut, U.S.A.

O.78. — « Importante Entreprise recherche la collaboration :
— d'un ingénieur physicien de 25 à 30 ans connaissant la technique de mesures en haute et basse fréquence, les asservissements et d'une manière générale toutes les techniques courantes de laboratoire ;
— d'un Ingénieur Radio-électricien connaissant la technique de la modulation de fréquence et des impulsions ;
— d'un Ingénieur électro-mécanicien susceptible d'entreprendre et de diriger des études ;
ayant quelques années de pratique industrielle ».
Ecrire à la Société qui transmettra.

WRH

SPÉCIFICATION R. T. F.	TÉLÉCINÉMA 16 mm ET 35 mm Dispositions générales	S.N. 291 B (16 mm) S.N. 292 A (35 mm) Extrait 1

FONCTION.

Les télécinémas assurent l'analyse des images de films 16 mm et 35 mm et des bandes son associées. Ils délivrent les signaux d'image et de son sous les caractéristiques normalisées. Sauf indications contraires les caractéristiques sont communes aux deux spécifications.

PRÉSENTATION MÉCANIQUE.

L'organe « télécinéma » est limité aux éléments essentiels d'analyse et comprend :

a) **Un dérouleur** (16 mm) ou **deux dérouleurs** (35 mm) associés aux organes électroniques d'analyse de l'image et du son. La présentation mécanique de cet ensemble est libre. Cet ensemble délivre le signal son sous forme définitive, contrôlée sur les pupitres de commande. Il se comporte par contre, vis-à-vis du signal d'image, comme une caméra de prise de vue directe et le signal est transmis par câble type « câble de caméra » à l'élément associé.

b) **Un caisson de voie** du type D associé ou non à un caisson d'alimentation (type B ou D). Cette voie se comporte en tout point comme une voie video de prise de vue directe (voir S.N. 221) et assure la formation et le contrôle du signal d'image engendré.

CARACTÉRISTIQUES MÉCANIQUES DES DÉROULEURS.

Modèle de dérouleur : libre

Capacité maximum des bobines : 600 m.

Moteurs d'entraînement : vitesse 1 500 t mn avec possibilité d'asservissement de ce moteur et d'un moteur de magnétophone synchrone conforme à la spécification S.N. 191.

Commande : Chaque dérouleur comporte un pupitre de commande placé sur la face de travail et comprenant :

— La commande marche-arrêt du moteur sans asservissement ;

— La commande marche-arrêt du moteur en fonctionnement asservi ;

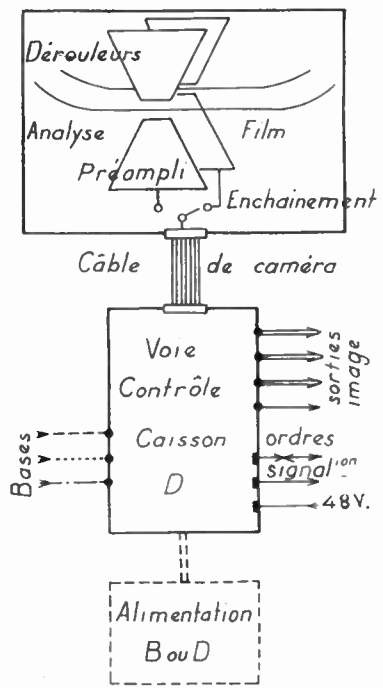
— La commande d'enchaînement des bobines à partir du projecteur en préparation (avec ou sans asservissement). Cette commande commute simultanément les signaux d'image et de son. Elle n'agit que lorsque le déroulement s'est stabilisé après le démarrage.

SPÉCIFICATION R. T. F.	TÉLÉCINÉMA 16 mm ET 35 mm Caractéristiques techniques de l'analyse image	S.N. 291 B S.N. 292 A Extrait 2

ANALYSE DU FILM

Le procédé d'analyse est laissé au choix du Constructeur. Des réglages manuels ou automatiques permettent, autant que possible, d'adapter l'analyse à la diversité des caractéristiques de transmission des films du commerce (Voie Video).

Le caisson de voie reçoit les 3 signaux de base. Il distribue le signal d'image sur 4 sorties coaxiales, 3 signaux d'images complets et 1 signal d'image sans synchro. Il reçoit les liaisons interphone et signalisation.



RETARDS SUR LES SIGNAUX. — Le retard introduit par l'organe sur le signal de suppression est réglé à une valeur fixe égale à 3 ± 0,1 µs, avec possibilité de réglage à 1 ou 2 µs, ceci quelle que soit la longueur du câble de caméra entre 0 et 50 m. Le signal de synchronisation à l'entrée est retardé de la valeur correspondante (3,5 µs par exemple).

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DE L'ENSEMBLE

Les essais sont effectués sur films test R.T.F.

Amplitude maximum du signal de sortie. 1,2 V sur la mire de 1 2 teinte sombre.

Mire de géométrie. — Après correction de la distorsion du récepteur.

Distorsion sur les carrés : 5 %

Distorsion de cadre : 2 % de la diagonale.

Mire de 1 2 teintes. — Distorsion : 15 %

Mire de définition.

film 16 mm : 650 au centre, 600 aux angles

film 35 mm : 750 au centre, 700 aux angles.

Mire de traînage.

Le traînage court ou long doit être imperceptible. Les suroscillations doivent être inférieures à 10 %.

Mire 50 c s : Dénivellation : 10 %.

Stabilité du niveau du noir. — Variation du niveau du noir : 5 % du niveau crête à crête du signal de luminance pour des variations d'images quelconques.

Bruit de fond. — (Rapport signal bruit)

film 16 mm : 20 dB
film 35 mm : 23 dB

Microphonicité et secteur.

Bruit provenant du fonctionnement mécanique des dérouleurs, bruit du H.P. d'écoute, chocs légers : rapport signal/bruit ≥ 30 dB.

Stabilité du déroulement.

Amplitude quasi crête à crête du déplacement de l'image 0,005 fois la hauteur de l'image

Stabilité du gain. — Tolérance ± 1 dB dans tous les cas d'utilisation

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES PARTICULIÈRES DES AMPLIFICATEURS DE LA VOIE VIDEO.

Les caractéristiques sont semblables à celles demandées pour une voie video de prise de vue directe (S.N.221).

CARACTÉRISTIQUES DE L'OSCILLOSCOPE.

Les caractéristiques sont semblables à celles demandées pour l'oscilloscope de la voie video de prise de vue directe (S.N. 221).

CARACTÉRISTIQUES MÉCANIQUES DE L'ÉQUIPEMENT DE LECTURE DU SON.

La bande son du film est lue sur le projecteur dans les conditions suivantes :

Télécinéma 35 mm. — Lecture de bande optique. Décalage image-son égal à 22 $\pm \frac{0}{1}$ images.

Télécinéma 16 mm. — Possibilité de montage de 3 blocs de lecture interchangeables à savoir :

a) Bloc de lecture combiné de bande optique et magnétique. Décalage image-son optique égal à 26 $\pm \frac{0}{1}$ images et image-son magnétique égal au précédent plus 2 images. Ce bloc comprend deux préamplificateurs indépendants.

b) Bloc de lecture optique seule avec préamplificateur ;

c) Bloc de lecture magnétique seule avec préamplificateur

COMMANDES.

Chaque pupitre de commande des dérouleurs rassemble :

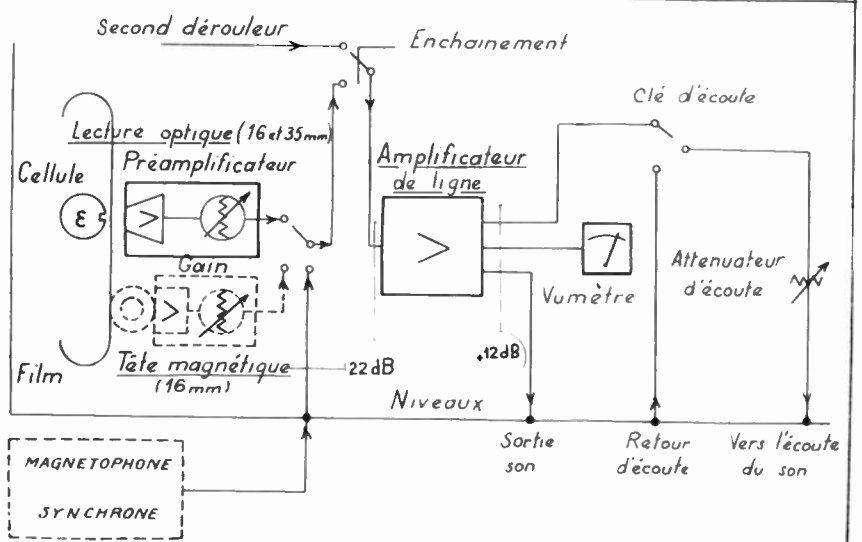
— les commutateurs des liaisons B.F. ;
— les atténuateurs de réglage ;
— un VUmètre de contrôle.

CONDITIONS D'EMPLOI.

Un ensemble télécinéma comprend en général, outre les organes essentiels ci-dessus, des organes annexes, récepteurs de contrôle, haut-parleurs et amplificateurs, magnétophones synchrones, et enfin, un meuble recevant la voie video. Les voies peuvent être placées près des dérouleurs ou au contraire rassemblées dans une salle annexe.

SPÉCIFICATION R. T. F.	TÉLÉCINÉMA 16 mm ET 35 mm SON ET ORDRES	S.N. 291 B S.N. 292 A Extrait 3

CIRCUIT DE LECTURE DU SON.



La figure donne le schéma unifilaire de principe du circuit son. Les organes actifs comprennent le préamplificateur associé à la tête de lecture optique ou magnétique et un amplificateur de ligne.

CARACTÉRISTIQUES DU PRÉAMPLIFICATEUR.

L'essai est effectué sur film test optique ou magnétique.

— Niveau normal de sortie : 22 dB par rapport à 0,775 V sur charge 8 000 Ω.

— Impédance interne de la source : 600 Ω.

— Réglage de gain continu.

— Réponse amplitude-fréquence : Niveau de sortie constant à 2 dB près par rapport à la valeur à 1000 c/s entre 80 et 6 000 c/s.

— **Distorsion harmonique** : (— 22 dB) 1 % de 80 à 4 000 c/s.

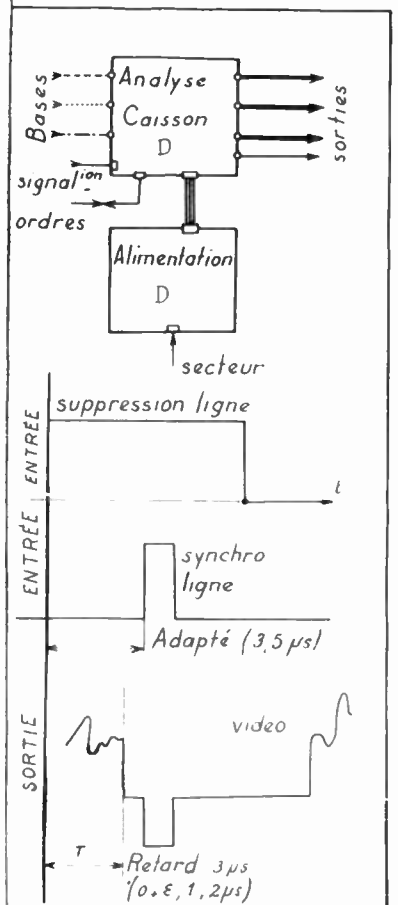
Pour — 16 dB : 1,5 %.

SPÉCIFICATION R. T. F.	ANALYSEURS D'IMAGES FIXES à balayage lumineux	S.N. 281 B Extrait

FONCTION. — L'analyseur fournit un signal d'image correspondant à l'analyse de clichés transparents interchangeables à tirage positif ou négatif. Le schéma d'analyse est du type à balayage lumineux (Flying spot).

PRÉSENTATION MÉCANIQUE. — Un caisson type D d'analyse.
Un caisson type D d'alimentation.

CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES.



1° Système passe-vue.

Système simple à glissière horizontale portant 2 clichés échangés à la main. Les clichés seront de format d'image 24 × 32 mm sur support 50 × 50 mm du type verre ou plastique (type commercial KODASLIDE).

2° Signaux.

L'analyseur fournit :

— Un signal d'image simple ;

— 3 signaux d'image complets.

Il reçoit les 3 signaux de base.

RETARD SUR LES SIGNAUX

Les signaux de suppression de ligne servent de base au balayage. Une ligne à retard introduit un retard de 3 µs (avec possibilité de réglage au minimum et à 1 et 2 µs) entre la suppression à la sortie et la suppression à l'entrée. Le signal de synchronisation à l'entrée est retardé de la valeur correspondante (3,5 µs exemple).

CIRCUIT TÉLÉPHONIQUE

Un combiné micro-casque sur jack.

SIGNALISATION.

Une lampe rouge commandée par circuit extérieur 48 V.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES.

Niveau de sortie maximum 1,2 V.

Niveau de synchronisation 0,3 ± 0,05 V.

Distorsion de géométrie

— Distorsion sur les carrés : ≤ 5 %

— Distorsion de cadre : ≤ 2 % de la diagonale.

Transmission des demi-teintes : Après une éventuelle correction du contraste, la tension V du signal est liée à la densité d du film par la loi.

$V = k\ 10^{-0,5\,d}$ pour les vues positives.

$V = k\ 10^{d}$ pour les vues négatives.

Définition : 800 au centre 700 aux angles.

Traînage : traînage imperceptible ;

Distorsion basse fréquence à 50 c/s : Dénivellation ≤ 10 %

Bruit de fond : rapport signal/bruit : ≥ 23 dB

Stabilité du niveau de sortie : ± 2 dB dans tous les cas d'utilisation.

Réglage de cadrage possible entre ± 10 % des dimensions nominales

Bruit de fond — Microphonicité. — Niveau de bruit égal à 45 dB au-dessous du niveau normal de sortie en mesure non pondérée. Dérouleur en marche avec film, sans excitation de la tête de lecture.

CARACTÉRISTIQUES DE L'AMPLIFICATEUR DE LIGNE.

Cet amplificateur est identique à un amplificateur d'usage général normalisé par la spécification R.T.F. S.N. 313.

Entrée. — Symétrique — Impédance 8 000 c s de 50 à 12 000 c s.

Niveau normal d'entrée — 22 dB.

Niveau maximum d'entrée — 16 dB.

Sortie. — Impédance de sortie 10 Ω

Impédance normale de charge : 200 Ω

Tension nominale de sortie : + 12 dB par rapport à 0,775 V

Niveau maximum de sortie : 18 dB

Gain. — 34 dB ± 0,5 dB

Distorsion de fréquence : Gain constant à ± 0,5 dB près par rapport à 1 000 c s entre 50 et 12 000 c s.

Distorsion harmonique : Sortie + 12 dB : < 0,5 % dans la bande.

sortie + 18 dB : < 1 % dans la bande.

Bruit de fond — Tension de souffle et ronflement 75 dB.

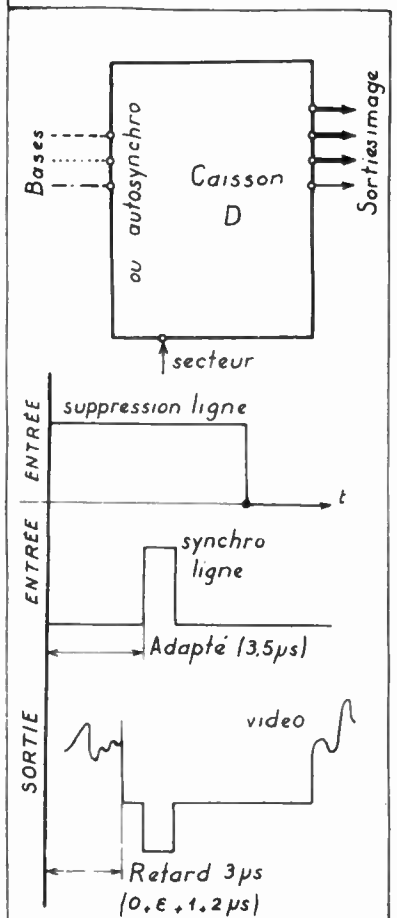
CARACTÉRISTIQUE DU VUMÈTRE. — Le VUmètre est conforme à la spécification Unifiée C.C.I.T.T. n° 31.

SPÉCIFICATION R. T. F.	ANALYSEUR D'IMAGES FIXES A TUBE VIDICON	S.N. 283 A Extrait

Fonction. — L'analyseur fournit un signal d'image correspondant à l'analyse de clichés transparents interchangeables à tirage positif.

Le système d'analyse utilise un tube à couche photoconductrice type VIDICON ou équivalent.

L'appareil peut être synchronisé extérieurement mais peut fonctionner également en autosynchronisation



PRÉSENTATION MÉCANIQUE. — Un caisson type D.

L'appareil ne comporte pas de récepteur image.

CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES.

1° **Système passe-vue.**

Système simple à glissière horizontale portant deux clichés échanges à la main. Les clichés sont au format d'image 24 × 32 mm sur support 50 50 mm du type verre ou plastique (type commercial KODASLIDE).

2° **Signaux.**

L'analyseur fournit

— un signal d'image simple ,

— 3 signaux d'image complets.

Il reçoit les 3 signaux de base.

RETARDS SUR LES SIGNAUX.

Les signaux de suppression de ligne servent de base au balayage. Une ligne à retard introduit un retard de 3 µs (avec possibilité de réglage au minimum et à 1 et 2 µs) entre la suppression à l'entrée et la suppression à la sortie. Le signal de synchronisation à l'entrée est retardé de la valeur correspondante (3,5 µs par exemple).

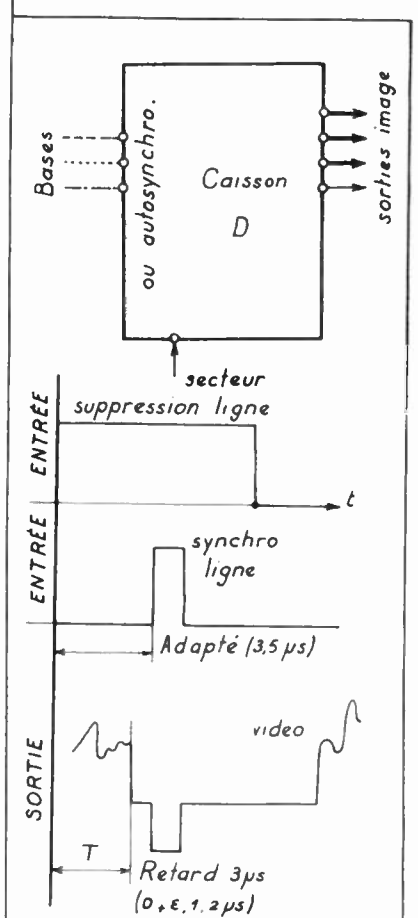
SPÉCIFICATION R. T. F.	GÉNÉRATEUR D'IMAGE A TUBE MONOSCOPE	S.N. 282 A Extrait

FONCTION.

Le monoscope fournit un signal d'image correspondant à une image fixe enregistrée sur la plaque signal d'un tube analyseur spécial dit « monoscope ».

L'appareil peut être synchronisé extérieurement mais peut fonctionner également en autosynchronisation.

PRÉSENTATION MÉCANIQUE. — Un caisson type D.



CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES

Signaux. — Le monoscope reçoit les 3 signaux de base.

Il fournit :

— Un signal d'image simple.

— Trois signaux d'image complets.

RETARD SUR LES SIGNAUX.

Les signaux de suppression de ligne servent de base au balayage. Une ligne à retard introduit un retard de 3 µs (avec possibilité de réglage au minimum et à 1 et 2 µs) entre la suppression à l'entrée et la suppression à la sortie. Le signal de synchronisation à l'entrée est retardé de la valeur correspondante (3,5 µs par exemple)

AUTOSYNCHRONISATION

En autosynchronisation, la fréquence de ligne pourra être indépendante de la fréquence du secteur sur lequel les trames resteront synchronisées.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

Image enregistrée — Mire d'exploitation normale

Niveau de sortie maximum. — 1,2 V.

Niveau de sortie du signal de synchronisation : 0,3 ± 0,05 V.

Distorsion de géométrie.

— **distorsion sur les carrés** : ≤ ± 5 %.

— **distorsion de cadre** : ≤ 2 % de la diagonale.

Demi-teintes. — les demi-teintes de la mire sont discernables

Définition. — Les mires 800 sont discernables.

Bruit de fond. — Rapport signal bruit ≥ 26 dB

Traînage. — imperceptible.

Stabilité du niveau de sortie : Variation de niveau ± 2 dB pour une variation de secteur de ± 4 %.

3° **Autosynchronisation**

En autosynchronisation la fréquence de ligne pourra être indépendante de la fréquence du secteur sur lequel les trames resteront synchronisées.

CIRCUITS TÉLÉPHONIQUE

Un combiné micro-casque sur jack

SIGNALISATION

Une lampe rouge commandée par circuit extérieur 48 V

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

Niveau de sortie maximum 1,2 V

Niveau de sortie du signal de synchronisation 0,3 0,05 V

Distorsion de géométrie.

– distorsion sur les carrés ≤ ± 5 %

– distorsion de cadre 2 % de la diagonale

Transmission des demi-teintes Après une éventuelle correction de contraste, la tension v du signal est liée à la densité d du film par la loi

$v = k\ 10^{-0,5\,d}$ pour les vues positives

Définition Mire 650 au centre Mire 500 aux angles

Traînage Traînage imperceptible ;

Bruit de fond Rapport signal bruit ≥ 23 dB

Distorsion basse fréquence à 50 c s ; Dénivellation ≤ 10 %.

Stabilité du niveau de sortie variation du niveau ± 2 dB dans tous les cas d'utilisation.

Réglage du cadrage possible entre ± 10 % des dimensions nominales

SPÉCIFICATION R. T. F.	MIRE ÉLECTRONIQUE	S.N. 951 D Extrait

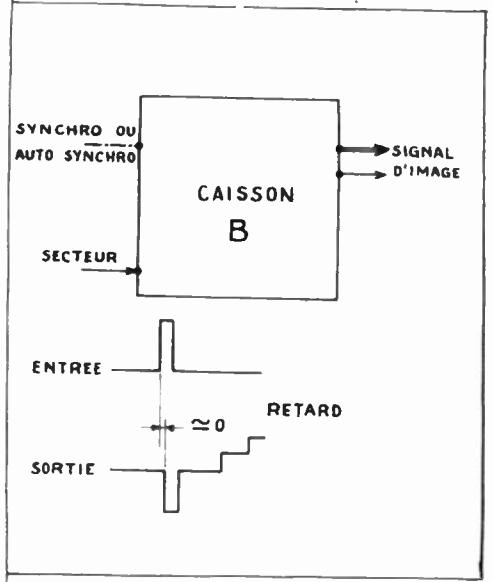
FONCTION. — La mire fournit un signal d'image du type mire, combinant une mire de géométrie et une mire de demi-teintes.

L'appareil peut être synchronisé extérieurement mais peut fonctionner également en auto-synchronisation

PRÉSENTATION MÉCANIQUE. — Un caisson type B.

CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES.

Signaux. — La mire reçoit le signal combiné de synchronisation ligne-trame.



Elle fournit
— un signal d'image simple ;
— un signal d'image complet.

Le retard du signal de synchronisation entre l'entrée et la sortie est rendu minimum

AUTOSYNCHRONISATION.

En autosynchronisation, la fréquence de ligne pourra être indépendante de la fréquence du secteur sur lequel les trames resteront synchronisées

CARACTÉRISTIQUES DU SIGNAL D'IMAGE

Mire de géométrie.

Quadrillage en impulsions rectangulaires alignées sur le fond de suppression aux fréquences
— 10 fois la fréquence de ligne en ligne ;
— 7 fois la fréquence de trame en trame.

Position des traits. (voir figure)

Durée du palier. — 0,6 µs 0,1 µs en ligne
7 lignes 1 ligne en trame

Suroscillation. — ≤ 2 %

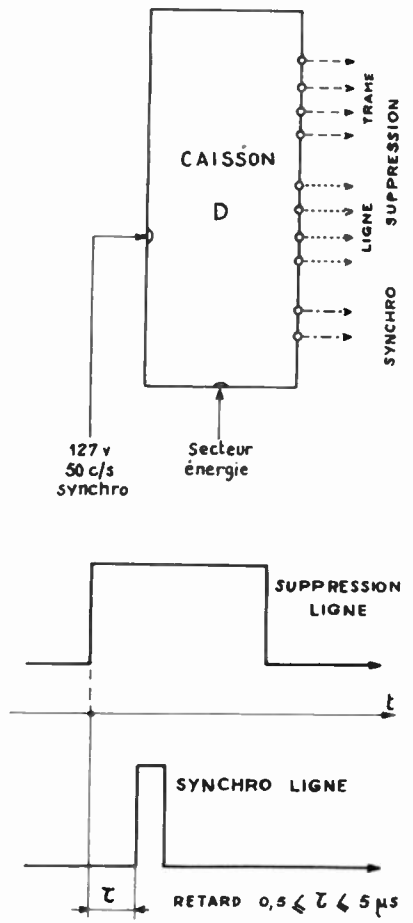
Temps d'établissement. — 75 mµs sur le signal de ligne

SPÉCIFICATION R. T. F.	GÉNÉRATEUR DE SYNCHRONISATION.	S.N. 131 F Extrait

FONCTION. — Le générateur de synchronisation fournit les signaux de base définis dans la spécification S.N. 011

PRÉSENTATION MÉCANIQUE. — Un caisson type D.

CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES. — Le générateur fournit en polarité négative :



— 4 sorties de suppression de trame ;
— 4 sorties de suppression de ligne ;
— 2 sorties de signal de synchronisation combiné ligne-trame.

Une ligne à retard permet de régler le retard entre synchro ligne et suppression ligne de 0,5 µs à 5 µs par fraction de 0,5 µs.

La fréquence de trame est synchronisée soit sur le réseau d'énergie alimentant l'appareil, soit sur un signal 50 c/s, 127 V indépendant du réseau d'énergie, fourni sur une prise spéciale (impédance d'entrée ≥ 10 000 Ω).

CARACTÉRISTIQUES DES SIGNAUX

Les signaux de base fournis ont des caractéristiques générales précisées dans la spécification S.N. 011 compte tenu des précisions suivantes :

Temps d'établissement.

Fronts des signaux de synchronisation de ligne 65 mµs ≤ t ≤ 75 mµs.

Fronts des signaux de synchronisation de trame et de suppression de ligne et de trame 65 mµs ≤ t ≤ 160 mµs

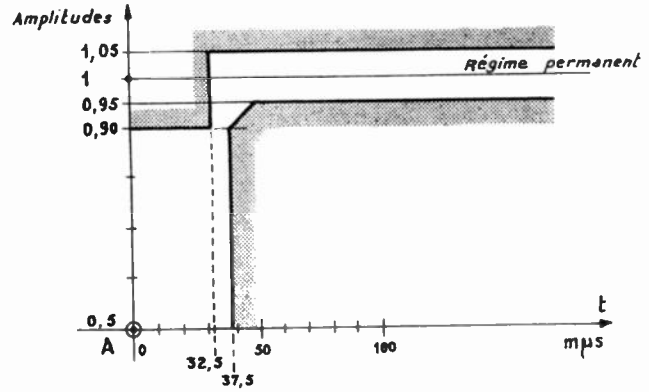
— Rapport de suroscillation ≤ 0,05 pour tous les signaux ;

— Affaissement des paliers.

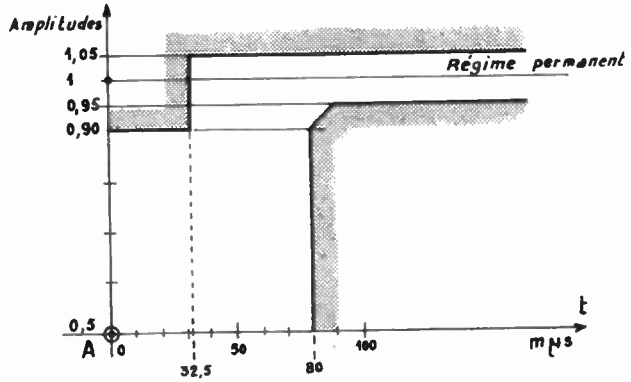
Dénivellation ≤ 5 %

— Stabilité des niveaux de sortie dans toutes les conditions d'utilisation : 0,9 V ≤ 1,1 Volt

GABARIT – FRONT DE SIGNAL LIGNE



GABARIT – FRONT DE SIGNAL TRAME



NOTA : Le gabarit complet s'obtient en complétant ces figures par leur symétrique par rapport au point A.

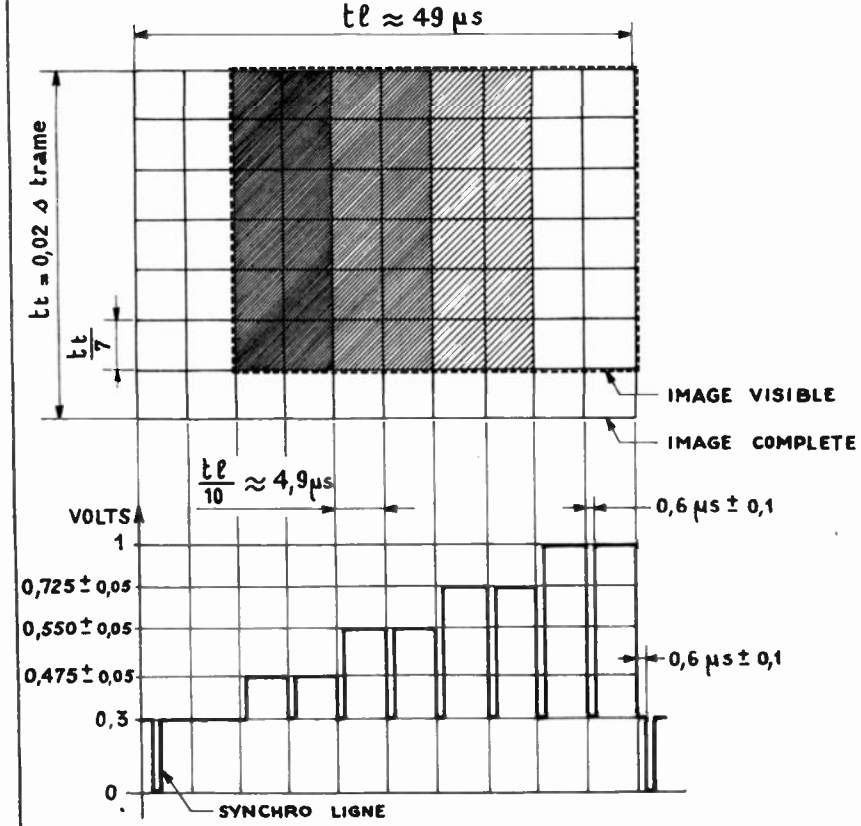
MIRE DE DEMI-TEINTES.

Demi-teintes limitées par les barres verticales de géométrie.
Niveau de tension correspondant : voir figure.
Dénivellation des paliers ≤ 0,05 V.

DIVERS – TENSION DE SORTIE.

Réglable entre 0,5 V et 1,2 V.

APPARENCE DE L'IMAGE



PROFIL DU SIGNAL EN LIGNE

VIE DE LA SOCIÉTÉ

Période du 25 février au 19 mars 1956

Réunion du Bureau

Le Bureau s'est réuni le lundi 27 février 1956 sous la présidence de M. R.RIGAL, Président de la Société des Radioélectriciens.

Etaient présents : MM. ANGOT, AUBERT, BEURTHERET, BOUTHILLON, CABESSA, P. DEMAN, FLAMBARD, GAUSSOT, LIBOIS, de MARE, MATRAS, MOULON, H. PARODI, PICAULT, M. PONTE.

Etaient excusés : MM. P. BESSON, LAFFINEUR, Gal. LESCHI, F. PERRIN, G. RABUTEAU.

Assistaient à la séance : MM. CHAVASSE, DECAUX, TESTEMALE, WARNECKE.

Au cours de la réunion les principaux points suivants ont été examinés :

1° *Congrès sur la Propagation* :

M. DECAUX fait un exposé sur l'organisation du Congrès pour lequel on peut déjà compter sur 50 communications étrangères.

2° *Congrès sur les Tubes Hyperfréquences* :

M. WARNECKE signale qu'il a reçu actuellement 170 projets de conférences dont 60 français et 110 étrangers.

3° *Congrès sur l'Automation.*

4° *Projet de voyage à Marcoule et à Saint-Michel de Provence.*

L'accord de principe est donné.

M. P. DEMAN suivra cette affaire en liaison avec M. SURDIN et M. LAFFINEUR, ainsi qu'avec les Présidents des groupes de Grenoble et de Marseille.

5° *Congrès sur le Magnétisme* :

Des contacts ont été pris par M. PICAULT en vue d'organiser un Congrès sur le « Magnétisme » pour la Commémoration du cinquantenaire des premiers travaux de WEISS.

Il paraît intéressant de jumeler cette manifestation avec le Congrès envisagé en 1958 par M. NEEL, Membre de l'Académie des Sciences.

6° *Cahiers d'Acoustique* :

Sur proposition de M. MATRAS, il est décidé, après discussion, que la Société des Radioélectriciens consacrera chaque année un numéro spécial de l'Onde Electrique aux questions d'Acoustique, ce numéro constituera le tome annuel des Cahiers d'Acoustique.

Réunions en Sorbonne

Réunion du samedi 25 février 1956

A l'ordre du jour de cette réunion présidée par M. R. RIGAL, Président de la Société des Radioélectriciens, figurait une communication de M. J. LABEYRIE, Chef de Section au C.E.A., sur :

« Les Aérosols Radioactifs »

Le conférencier définit tout d'abord les aérosols comme étant des particules en suspension dans l'air. Il distingue les aérosols naturels, radioactifs ou non, tels que la fumée, le brouillard, le pollen, le radon, des aérosols artificiels tels que la suspension des produits organiques provenant des moteurs à explosion, et autres produits versés par des usines.

La terre exsude en permanence des aérosols radioactifs tels que le radon provenant de l'uranium du sol.

D'autres aérosols radioactifs proviennent de l'explosion de gaz tels que l'oxygène, l'azote, l'argon en haute altitude.

Enfin l'atmosphère contient des aérosols radioactifs artificiels provenant des expériences atomiques, de l'industrie atomique (mines d'uranium et usines).

Le conférencier passe ensuite en revue les appareils de mesure des radiations des aérosols, les diverses sortes d'aérosols artificiels créés par l'industrie atomique et les tolérances et moyens de protection.

Enfin les aérosols sont notamment utilisés pour la mesure de flux de neutrons et la variation du flux de neutrons dans une section de pile et notamment au voisinage des absorbants.

La communication se termine par une expérience sur la mesure de la radioactivité des poussières de la salle de conférence (amphithéâtre de Physique).

Réunion du samedi 17 mars 1956

A l'ordre du jour de cette réunion, placée sous la présidence de M. R. RIGAL, Président de la Société des Radioélectriciens, figurait une communication de M. C. DUGAS, Ancien élève de l'E.N.S., Docteur ès-Sciences, Chef du Laboratoire Semi-Conducteurs de la C.S.F., sur

« Les Transistrons à jonctions »

Le conférencier fait d'abord un historique du développement des transistrons en insistant sur les difficultés initiales d'obtenir une fabrication homogène et la conservation dans le temps des caractéristiques ainsi que sur la limitation des transistrons dans le domaine des puissances et des fréquences.

Actuellement ces défauts ont à peu près disparu et le domaine des puissances et des fréquences s'est élargi.

La fabrication des transistrons s'effectue suivant deux méthodes (méthode d'étirage et méthode de la goutte d'indium).

Le conférencier étudie ensuite le problème de fonctionnement des transistrons et l'action des divers paramètres sur le gain. Il donne ensuite quelques indications sur les différentes régions de fonctionnement, les puissances, les circuits équivalents, les fréquences de coupure, etc... Enfin la sécurité de fonctionnement dépend du traitement initial et de la méthode de conditionnement.

Activité des sections

Dixième Section : « Formation du Personnel technique »

La première réunion de cette section a eu lieu le 19 mars 1956.

150 personnes environ assistaient à cette séance, présidée par M. R. RIGAL, Président de la Société des Radioélectriciens, et consacrée à un exposé de M. BEURTHERET, Président de la 10e Section.

M. BEURTHERET expose son point de vue sur les conditions dans lesquelles devraient être effectué le recrutement des Agents Techniques et des Ingénieurs. Etant donné l'importance et la complexité de la question, M. R. RIGAL propose qu'avant discussion au fond des problèmes posés, la communication de M. BEURTHERET soit diffusée aux personnes présentes et aux membres de la Société qui manifesteront un intérêt pour la question.

Distinctions honorifiques

Nous avons le plaisir d'annoncer que notre Président, M. R. RIGAL, Ingénieur Général des Télécommunications à la Direction des Services d'Enseignement des P.T.T. a été promu au grade d'Officier de la Légion d'Honneur.

Documentation

Notre Société a reçu gracieusement pour sa bibliothèque l'ouvrage suivant :

« *Analyse Dimensionnelle et Théorie des Maquettes* »

par H.L. LANGHAAR

Professeur de Mécanique théorique et appliquée à l'Université d'Illinois

traduit par C. CHARCOSSET

Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure de Mécanique de Nantes

Editions Dunod, Paris

Nouveaux membres

MM.	présentés par MM.
DUPRÉ LA TOUR Louis, chef de file à l'Electricité de France (Nancy)	GOUDET PIERRET.
DUROCHAT Jean, Ingénieur à la Cie Electro-Mécanique (Nancy)	GOUDET PIERRET.
EMERY André, Ingénieur Radio E.S.E.	GAUSSOT Mme HUTER.
Etablissements Gillet-Thaon, Usine de Thaon-les-Vosges	GOUDET. PIERRET.
ETTER Marcel, élève à l'Institut Polytechnique de Grenoble (section Radioélectricité)	BENOIT GRANDSARD.
FAIVRE René, Edouard, Professeur à la Faculté des Sciences de Nancy	GOUDET PIERRET.
FALANTIN Fernand, ahef du service électrique à la Sté des Hauts-Fourneaux et Fonderies de Pont à Mousson, Usine de Foug	GOUDET PIERRET.
Mlle GAULARD Marie-Louise, Licenciée es-Sciences, assistante à la Faculté des Sciences de Nancy	GOUDET PIERRET.
GAYET Jacques, agent technique	GIRERD RIOTTE.
GRANDMOURSEL Régis, élève à l'Ecole Centrale de TSF	QUINET CHRÉTIEN.
GUDEFIN Edmond, assistant à l'Ecole Nle Sup. d'Electricité et de Mécanique de Nancy	GOUDET PIERRET.
GUILLEMET Roger, élève à l'Ecole Nle de Radiotechnique et d'Electricité appliquée	KEVORKIAN CLOUARD.
d'IZARNY (Louis), élève à l'E.S.E. (division Radioélectricité et Electronique)	DAUPHIN GAUSSOT.
JODELET Robert, agent technique Radio	CHOCQUER DELHOUME.
KANTOROWIEZ Gérard, Ingénieur Radio E.S.E.	DAUPHIN GAUSSOT.
KERALY Jacques, Ingénieur E.S.E. Licencié es-Sciences, Délégué Général de la Société Française des Electriciens	P. BESSON P. BRAILLARD.
KOCH Paul	GOUDET PIERRET.
KRISTOFFOVITCH Nicolas, Ingénieur à la Société Radio-Industrie	LABIN E. DESCHAMPS.
LALLEMENT Maurice, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	QUINET CHRÉTIEN.
LANDEL, Ingénieur E.B.P.	AUBERT FAGOT.
LAROCHE Emile, Ingénieur I.E.N., chef du Centre de distribution mixte de l'E. de F. et Gaz de F. de Nancy	GOUDET PIERRET.
de La Taille-Trétinville Jean, Ingénieur à la Sté Française Radioélectrique	AUBERT FAGOT.
LAUQUE Daniel, agent technique aux Laboratoires R. Derveaux	CHANTOME DURAND.
LEBLANC Robert, Ingénieur Radio-E.S.E.	DAUPHIN GAUSSOT.
LE GAC Jacques, Ingénieur mécanicien de l'armée de l'Air	DAUPHIN GAUSSOT.
LELIÈVRE Claude, agent technique à la Société La Radio-Industrie	GUYOT BLAMOUTIER
LE MONNIER Jean, Ingénieur I.E.N., Ingénieur-Conseil à la Cie Générale Electrique de Nancy.	GOUDET PIERRET.
LEUCHTER Maurice, élève à l'E.C. de T.S.F.	QUINET CHRÉTIEN.
MAGINOT Charles, Directeur de l'Agence de Metz de la Sté Alsthom	GOUDET PIERRET.
MARCILLAT Gérard, Ingénieur Radio E.S.E.	DAUPHIN GAUSSOT.
MARCON André, François, agent technique radio à la Sté La Radio-Industrie	DRIENCOURT GOUBERT.
MARDIGUIAN, élève à l'E.C. de T.S.F.	QUINET CHRÉTIEN.
MARTIN Georges, ingénieur-électricien	GOUDET PIERRET.
MAZARD Pierre, élève à l'Institut polytechnique de Grenoble	BENOIT GRANDSARD.
MEYERFELD Jacques, licencié es-Sciences, Ingénieur à la S.A. Visseaux	Mme ROY POCHON HEINISCH.
MICHAU Jean-Claude, élève à l'E.S.E. (division Radioélectricité et Electronique)	DAUPHIN GAUSSOT.
MILLE Jean, Joseph, Henri, Marie, Capitaine des Transmissions, Ingénieur Radio E.S.E.	DAUPHIN GAUSSOT.
de MIRBECK Michel, Ingénieur Militaire	ANGOT REVIRIEUX.
MOCQUARD André, Jean, élève à l'Institut Polytechnique de Grenoble	BENOIT GRANDSARD.
MOIROUD Guy, Ingénieur Radio E.S.E.	DAUPHIN GAUSSOT.
MONCAN Lucien, Ingénieur Radio E.S.E.	DAUPHIN GAUSSOT.
MONOD Bernard, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	QUINET CHRÉTIEN.
MONTIGNOT François, Henri, Ingénieur des A. et M. et Centre d'études supérieures de la sidérurgie. Chef du Dt « Aciers spéciaux » de la Sté des Fonderies de Pont-à-Mousson	GOUDET PIERRET
MOOS Pierre, Directeur régional à la Cie I.B.M. France	GOUDET PIERRET.
NADAY Georges, Directeur technique à la Cie Gle de T.S.F.	AUBERT FAGOT.
Mlle NAGGAR Claude, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	de GOUVENAIN LAFARGUE.

MM.	présentés par MM.
de Nailly Jacques, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	Quinet Chrétien.
Nonnet Alphonse, Ingénieur I.E.G.	Aubert Fagot.
Ouvry Jean, Ingénieur Radio E.S.E.	Dauphin Gaussot.
Paquet Jean, Ingénieur Radio E.S.E.	Dauphin Gaussot.
Paris Etienne, Ingénieur Radio E.S.E.	Dauphin Gaussot.
Parnet Bernard, Ingénieur Radio E.S.E.	Dauphin Gaussot.
Pavageau Louis, Ingénieur E.S.E. Directeur des Usines Solvay et Cie à Dombasle sur Meurthe	Goudet Pierret.
Perrault René, élève à l'Ecole Nle de Radioélectricité et d'Electricité appliquée	Clouard Kevorkian.
Picard Jean-Louis, élève à l'ESE (division radioélectricité et Electronique)	Dauphin Gaussot.
Pillon Marcel, élève à l'E.S.E. (division Radioélectricité et Electronique)	Mme Huter Gaussot.
Pinto Léon, élève à l'E.S.E. (division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot Mme Huter.
Pinto Jacques, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	Quinet Chrétien.
Poichet Lucien, Ingénieur I.C.B.	Niogret Pierron.
Ponce de Leao. H.B., Companhia Telefonica Brasileira	Matras. R. Rigal.
Ragage Henri, Ingénieur électricien à la Cie Gle Electrique de Nancy	Goudet Pierret.
Renaux, Ingénieur à la Sté Alsthom (Metz)	Goudet Pierret.
Reverdy Raymond, Antonin, technicien au Laboratoire de la Cie des Machines Bull	Quinet d'Aladern.
Riso Wladimir, Ingénieur Radio E.S.E.	Dauphin Gaussot.
Robert Jean, Ingénieur E.N.S.E.M. à la Faculté des Sciences de Nancy	Goudet Pierret.
Roubault Marcel, Edouard, Professeur de Géologie à la Faculté des Sciences de Nancy, Directeur de l'E.N.S.G. de l'Université de Nancy	Goudet Pierret.
Roulet Jean, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	Quinet Chrétien.
Roy Jean, Directeur à la S.F.R.	Aubert Fagot.
Stichting Nederlandsche Radio-Unie	Rigal Matras.
Tcheditch Pierre, Paul, Ingénieur à la Cie Gle de T.S.F.	Aubert Fagot.
Thouvignon Jean, Ingénieur, chef du service technique Electricité du Centre de distribution mixte de Nancy de l'E. de F.	Goudet Pierret.
Touchais Maurice, Ingénieur-Conseil	A. Blanc-Lapierre J. Savornin.
Toupet Julien, Ingénieur I.D.N., Ingénieur-Conseil, Professeur d'Electricité générale	Goudet Pierret.
Vartanian Onnik, Radio-électricien C.N.A.M. agent technique à la Sté « La Radio-Industrie »	Zermizoglou Giraud.
Verain Marcel, Docteur en Médecine, Biologiste	Goudet Pierret.
Verdier Michel, Professeur de Radio à l'Ecole Nationale Professionnelle de Nancy	Goudet Pierret.
Villatte Marcel, Directeur Régional de la Radiodiffusion-Télévision Française	Goudet Pierret.
Warenghem, Ingénieur à la S.F.R.	Aubert Fagot.
Warnecke Robert, Jean, Ingénieur au Centre de Recherches de la Cie Gle de T.S.F.	Guénard Charles
Willieme Françis, Alexis, Ingénieur à l'Agence de l'Est de la Sté Alsthom	Goudet Pierret.
Wimphem Robert, élève à l'E.S.E. (division Radioélectricité et Electronique)	Dauphin Gaussot.
Ameil Xavier, ancien élève de l'Ecole Polytechnique. Ingénieur civil des Télécommunications à la Cie Gle de T.S.F.	Domenach Nguyen Thien Chi.
Benzaken André, élève à l'E.S.E. (division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot. Paris.
Berbezier, chef de Section à la Direction des Exploitations et Recherches Réunies	Surdin Labeyrie.
Bessiere Raymond, agent technique au Centre Nucléaire de Saclay (Service Constructions Electriques)	Surdin Labeyrie.
Carnet Bernard, agent technique au Commissariat à l'Energie Atomique	Surdin Labeyrie.
Caumont André, agent technique, élève au Conservatoire National des Arts et Métiers	Moll Durel.
Collard Raymond, Marie, Emile, Colonel des Transmissions	Revirieux Bourgès.
Colling Armand, Ingénieur de l'Ecole Spéciale de Mécanique et d'Electricité (Ecole Ampère), élève à l'Ecole Polytechnique de Munich	H. Parodi Matras.
Dandurand Paul, Ingénieur chef de service au Groupe Electronique de la Cie Française Thomson-Houston	Louis Gouttière.
Debargue Gilbert, Alfred, officier mécanicien des Télécommunications de l'armée de l'Air	Coudeyre Buron.
Deflandre Jean, Ingénieur Conservatoire National des Arts et Métiers	Parodi Matras.
Fellot Dominique, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	Bouchard Quinet.
Forestier Henri, Georges, Paul, Ingénieur de l'Ecole des Travaux Publics à la Sté Sadir Carpentier	Fabères Emery.
Fourié Albert, Ingénieur Institut de Grenoble, Commandant de l'Armée de l'Air	Richter Brouard.
Giger Adolphe, Ingénieur de recherches à l'Institut de haute fréquence de l'Ecole Polytechnique Suisse	Parodi Matras.
Gilquin Henri, officier mécanicien des Télécommunications	Coudeyre Buron.
Giniaux Georges, Directeur technique des Editions Chiron	Chrétien Poirot.
Guennou Serge, Ingénieur de l'Ecole Nle de Radiotechnique et d'Electricité appliquée	Kevorkian Raux.

MM.	présentés par MM.
Guibourg Jean, Ingénieur de l'Ecole Polytechnique et de l'Ecole Nle Supérieure des Télécommunications	Richter Godefroy.
Guillien Robert, Professeur à la Faculté des Sciences de Nancy	Goudet Pierret.
Guyader Albert, Ernest, Ingénieur à la Cie Fse Thomson Houston	Gouttière Peix.
Hamard Gilbert, agent technique principal à la Cie Fse Thomson-Houston	Gouttière Bertrand.
Hantcherian Vartan, agent technique au Commissariat à l'Energie Atomique	Surdin Labeyrie.
Jacquot Bernard, Pierre, Ingénieur de l'Ecole Française de Radioélectricité	Lecomte Taieb.
Julien Jean, Licencié-es-Sciences. Ingénieur E.S.E. au Commissariat à l'Energie Atomique	Delattre Cherot.
Labruyère Jean, Ingénieur civil des Mines, chef de service aux Etablissements Alfred Herlicq et Fils	Maronn Matras.
Lhuerre Michel, agent technique aux Laboratoires R. Derveaux	Chabrol Avard.
Loutfi Nicolas, Ingénieur Civil des Télécommunications	Rigal Abadie.
Magloire Auguste, Lucien, Ingénieur des Télécommunications à la Direction des Services Téléphoniques de Paris	Libois Moulon.
Malkes Simon, Ingénieur de l'Ecole Polytechnique de Munich à la Sté Orega (Electronique et Mécanique)	S. Mallein Fisz.
Mayeur Jean-Pierre, ancien élève de l'Ecole Polytechnique, Ingénieur à la Cie Industrielle des Téléphones	Dubos Selz.
Naulot Roger, agent technique à la Sté Alsacienne de Constructions Mécaniques	Léger Durel.
Nouaille Roland, agent technique à la Sté Alsacienne de Constructions Mécaniques	Léger Moll.
Ollivier Bernard, Jean, Michel, agent technique au Centre d'Etudes Nucléaire de Saclay	Surdin Labeyrie.
Poupon Yves, Ingénieur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique et d'Hydraulique de Toulouse à la Cie I.B.M. France	Mestre Suisse.
Risterucci François, agent technique au Commissariat à l'Energie Atomique	Cornuet Chrétien.
Rodier Pierre, élève à l'E.S.E. (division Radioélectricité et Electronique)	Mme Huter Paris.
Roquefort Henri, Jean, Ingénieur de l'Ecole Spéciale de Mécanique et d'Electricité (Ecole Ampère)	Royer Seite.
Rosier Jean, Directeur technique Radio du Laboratoire Jaubert (à Nice)	Saint-Oyant Valloton.
Rusz Gaston, Ingénieur E.S.E. à la Société Ericsson	Besson Gl Leschi.
Saunois Michel, René, Antoine, ingénieur E.S.E.	Gaussot Hutteau.
Tarabella André, Ingénieur Radio E.S.E. au Service des Constructions Electriques, au Commissariat à l'Energie Atomique	Surdin Labeyrie.
Terrier Jacques, Ingénieur de l'Ecole Polytechnique	Richter Godefroy.
Trauet Christian, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	Bouchard Quinet.
Uffler, Ingénieur de l'Ecole Polytechnique et Radio E.S.E. Directeur technique Département Calculateur Electronique, Cie Gle de T.S.F.	Larguier Collinet.
Valle Antoine, Ingénieur de l'Institut Electrotechnique de Grenoble. Gérant de la Sté Image et Son (enregistrements sonores)	Destray Matras.
Vaur Georges, élève au Lycée P. Langevin	Robert Grillot.
Wephre Alain, agent technique à la Sté Alsacienne de Constructions Mécaniques	Moll Leger.
Zebouni Nadim, Ingénieur civil des Télécommunications	Rigal Abadie.
Adamsbaum André, Ingénieur de l'Ecole Polytechnique élève de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Rigal Renault.
Badiano Jacques, Edouard, Agent technique principal à la Cie Française Thomson-Houston	Degonde Richard.
Battail Gérard, Pierre, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Rigal Renault
Boisse Jacques, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	Bouchard Quinet.
Bouvard Pierre, Jacques, Ingénieur A. et M., élève à l'E.S.E. (division Radioélectricité et Electronique)	Besson Varret.
Bremenson Claude, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Rigal Renault.
Brochut Robert, Avocat à la Cour de Paris	Mestre Indjoudjian.
Broutin Jean, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F. et d'Electronique	d'Aladern Rovarch.
Cales Gilbert, élève des Télécommunications de l'Ecole de l'Air de Salon-de-Provence	Coudeyre Buron.
Carré Michel, Antoine, Ingénieur A. et M.	Cocteau Matras.
Chaumont Jean-Pierre, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Rigal Renault.
Choumoff Serge, Pierre, Licencié ès-Sciences, Ingénieur au Département Etudes Nucléaires de la Compagnie Française Thomson-Houston	Matricon Rouhine.
Cozenot Yves, Jean, Jacques, élève à l'E.S.E. (division Radioélectricité et Électronique)	Gaussot Paris.
Curvale Jean, Louis, Henri, Ancien élève de l'Ecole Polytechnique élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Rigal Renault.
Dauch Max, élève des Télécommunications de l'Ecole de l'Air de Salon-de-Provence	Coudeyre Buron.
Dupraz Jacques, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Rigal Renault.
Finzi Claude, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Mme Huter Paris.
Fournier Bernard, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Rigal Renault.

MM.	présentés par MM.
Granier Pierre, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Rigal Renault.
Julien Bernard, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications.....	Rigal Renault.
Lagre François, Henri, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Rigal Renault.
Langer Guy, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Rigal Renault.
Menoret Maurice, Julien, Alexis, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Rigal Renault.
Monier Jean-Paul, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications.....	Rigal Renault.
Naudot Jean-Claude, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot Paris.
Oden Michel, Ingénieur de l'Ecole Polytechnique, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Rigal Renault.
Oisel André, Jean-Marie, Jules, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Rigal Renault.
Perret Antoine, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications.....	Rigal Renault.
Pouillance Jean-Paul, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Rigal Renault.
Poncet Jean-Claude, Agent technique à la Société Française Radioélectrique	Eliot Beyens.
Ranson Bernard, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications.....	Rigal Renault.
Rebuli Michel, Chef de groupe technique à la Section Technique des Transmissions	Lécroart Matras.
Rousseau Jean, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Électronique)	Gaussot Paris.
Savignac André de, Ancien élève de l'Ecole Polytechnique, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	Rigal Renault.
Thabard Francis, Pierre, ancien élève de l'Ecole Polytechnique élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications.....	Rigal Renault.
Werchowski Henri, Ingénieur de l'Institut Electrotechnique de Toulouse à la Radiodiffusion Télévision Française	Matras Testemale.

Dans la liste des nouveaux membres de la Société des Radioélectriciens parue dans le nº de Février 1956, lire au 3e alinéa, 1re colonne de la page 159 :

Roy Roger, Pierre, Albert, Sous-Ingénieur à la S.F.R., présenté par MM. Ocer, Tcatchenco.

Analyses d'ouvrages

Atlas des Courbes de Propagation de l'Onde de Sol pour les fréquences comprises entre 30 et 300 Mc/s, 1 vol. 30 × 21 cm, 174 pages. *Union Internationale des Télécommunications*. 1955.

Malgré l'importance des rayonnements « indirects » par réfraction, réflexion, diffusion... troposphériques et ionosphériques, l'onde « de sol », propagée autour de la Terre à faible altitude, reste, par sa régularité, un élément fondamental de base dans le calcul des radiocommunications.

Aussi, depuis plus de vingt ans, le Comité Consultatif International des Radio-Communications (C.C.I.R.) a-t-il établi, retouché et fréquemment utilisé une série bien connue de graphiques donnant, sur Terre et sur Mer, l'affaiblissement progressif de cette onde en fonction de la distance, pour un émetteur-type rayonnant *un* kilowatt, et diverses fréquences échelonnées entre 15 kc/s et 30 Mc/s.

L'extension continuelle de la gamme vers les courtes longueurs d'onde a rendu nécessaire de compléter ce travail et la VIIe Assemblée a émis le vœu que le Directeur du C.C.I.R., Dr. B. Van der Pol, spécialiste éminent de ce problème, veuille bien s'en charger. C'est le résultat de son labeur qu'il présente aujourd'hui.

Après avoir rappelé, dans l'introduction, la formule de Sommerfeld et ses principales méthodes d'approximation, notamment celle établie par lui-même avec le Dr Bremmer et les récents travaux de Hutford l'auteur expose les simplifications finalement adoptées pour les calculs dans cette gamme, soit au-delà, soit en deçà, de la portée optique. Il présente enfin la série des 174 diagrammes qui résument les valeurs numériques obtenues au Centre mathématique d'Amsterdam du Dr Van Wyngaarden avec le Calculateur électronique A.R.R.A.

Les 168 diagrammes principaux donnent l'affaiblissement en fonction de la distance pour les valeurs suivantes des paramètres :

— fréquences 30, 60, 100, 150, 200, 300 Mc/s ;

— hauteurs d'émission : 10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000 m ;

— hauteurs de réception : 0, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000 m ;

— émetteur : dipôle de « moment » égal à celui qui rayonne 1 kW en polarisation verticale, sur un sol bon conducteur (force cymomotrice 222 volts) (1) ;

— Sol : Terre et Mer ;

— Polarisations : verticale et horizontale.

Les courbes se bornent à la partie voisine de l'horizon et au-delà (zone « de diffraction ») en omettant la « zone d'interférence » rapprochée, où la position des maximums et minimums est facile à trouver.

Une quinzaine de diagrammes « auxiliaires » mettent séparément en évidence le rôle de la polarisation, de la fréquence et de la nature du sol.

Tous les Radio-Electriciens seront reconnaissants au Dr Van der Pol de leur avoir fourni cet ensemble de documents, d'une valeur incontestable et d'un emploi très aisé, qui ne saurait manquer de devenir classique.

P. David.

Hochvakuum-Elektromenroehren. Band 1, Physikalische Grundlagen, par H. Rothe, W. Kleen. Akademische Verlagsgesellschaft, Frankfurt s/M (Tubes à vide, tome I : Les principes physiques).

Il s'agit là non pas d'une réédition avec remise à jours mais d'une véritable refonte d'un ouvrage, qui, paru en 1940, avait acquis outre Rhin une notoriété certaine. Ce premier des quatre volumes, qui couvriront l'étude des tubes à vide et le champ de leurs applications expose les concepts physiques de base et l'on pourrait en classer ainsi la matière, sans qu'il s'agisse à proprement parler de plan :

Ire partie (Chapitre I à VII) : L'émission thermoélectronique. Distribution des vitesses et de l'énergie, effets de la charge d'espace. L'émission secondaire.

2e partie (Chapitre VIII à XIV) : L'optique électronique. Etude du champ électrique, balistique des électrons, lentilles électroniques et canon à électrons.

On voit qu'on est en présence d'un manuel d'électronique générale, s'adressant à l'étudiant physicien comme à l'ingénieur. Sans sortir du cadre de l'électrodynamique et de l'optique géométrique classiques les auteurs ont fait là un exposé didactique très intéressant et très complet tenant compte des progrès les plus récents de la technique ; l'ouvrage est soigneusement illustré et pourvu d'une bibliographique bien choisie.

M.L.

(1) C'est à dire que l'intensité est supposée constante quand la hauteur au-dessus du sol varie. Pour ramener à une « puissance constante » de 1 kW, il faut ajouter une correction.

Imprimerie Marcel Bon, Vesoul. — Dépôt légal : 2e trimestre 1956. — I. nº 25. — 4.900. 578 E. nº 20. — La gérante : Mme Chiron

RÉCLAMEZ, pour vos bureaux d'études UHF le Tome II de

Technique des Mesures en Micro-Ondes

(HYPERFRÉQUENCES)

Edition française de

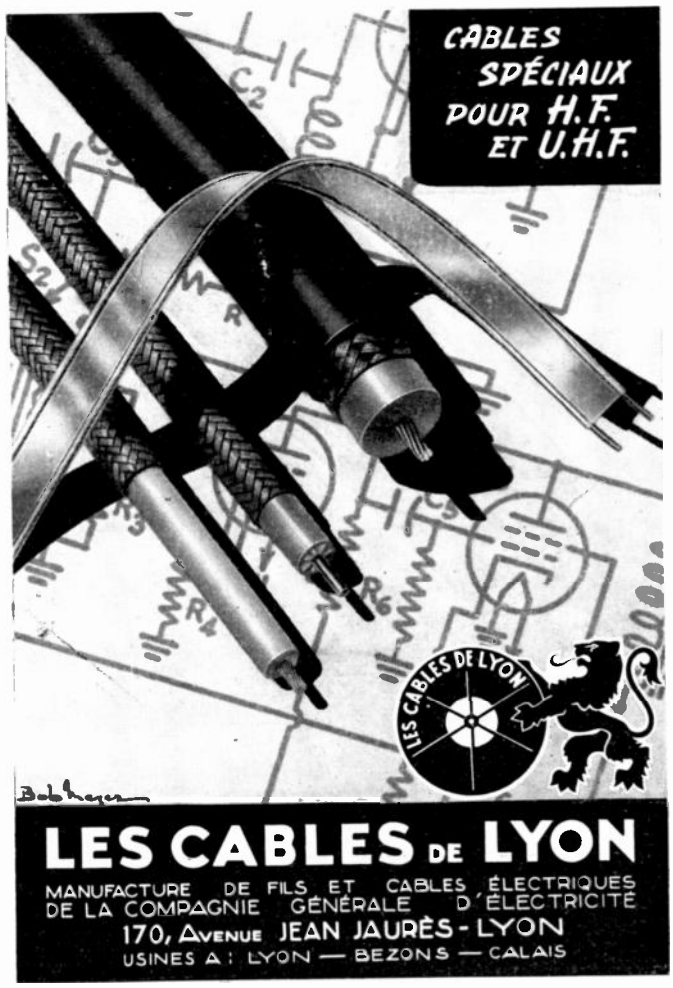
TECHNIQUE OF MICROWAVE MEASUREMENTS

par Carol G. MONTGOMERY

Tome II. Mesure des impédances et des ondes stationnaires — Les atténuateurs et les mesures de rayonnements.

Un ouvrage de 500 pages. — Format 15 × 24 cm. Prix: broché, 3.200 f.; relié pleine toile grenat, décor bronze et noir, 3.500 f. Port: 120 fr.

ÉDITIONS CHIRON, 40, r. de Seine, PARIS-6



LES CABLES DE LYON

MANUFACTURE DE FILS ET CABLES ÉLECTRIQUES DE LA COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ

170, Avenue JEAN JAURÈS - LYON

USINES A : LYON — BEZONS — CALAIS

Pour calculer et réaliser vos circuits de télévision, émission et réception...
Pour calculer et réaliser vos circuits de radar...

l'ouvrage d'HENRI ABERDAM

AMPLIFICATEURS A LARGE BANDE

est indispensable dans votre bureau d'études

I. — AMPLIFICATEURS VIDEO-FRÉQUENCE. Calcul des corrections d'amplitude et de phase en fréquences basses, en fréquences élevées. Selfs-série, capacités, filtres passe-bas, compensations mixtes, quadripôles en pi et en T.

II. — AMPLIFICATEURS A FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE. Circuits classiques, couplés, accordés, désaccordés, accords décalés. Circuits spéciaux. Construction, choix des tubes, des circuits, faible variation de gain. Contre-réaction, étude, calculs, doublets, triplets. Tubes à grille à la masse, temps de transit, applications.

III. — COMPLÉMENTS. Conservation de la largeur de bande. Calculs sur les circuits couplés. Calculs exacts d'impédances avec accords décalés. C. R. sur circuit anti-résonnant. Etudes complètes d'amplificateurs par méthode algébrique et par méthode graphique.

***Un volume de 212 pages 15 X 24 cm,* broché : 2.770 F franco de port; relié pleine toile : 3.100 F franco de port**

ÉDITIONS CHIRON, 40, Rue de Seine, PARIS-6e - C. C. P. PARIS 53.35

AUG 6 1956
Library
Boulder Laboratories
National Bureau of Standards
Boulder, Colorado

36e ANNÉE - N° 351
JUIN 1956
PRIX : 300 FRANCS

L'ONDE ÉLECTRIQUE

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6e

Mono-cristaux de silicium ; diodes et transistors de la
COMPAGNIE FRANÇAISE THOMSON-HOUSTON

DANS CE NUMÉRO

Phénomènes magnéto-optiques en hyperfréquences, J. BENOIT — Structure des ferrites et conditions de leur résonance, J. SUCHET — Equipements de radiocommunications B.L.U., J.-L. DELVAUX & M. BTK. - Fréquencemètre de précision, J. BOUCHU - Normalisation des équipements de télévision, L. GOUSSOT

ÉQUIPEMENTS *électroniques* POUR L'AÉRONAUTIQUE

POUR L'AÉRONAUTIQUE CIVILE ET MILITAIRE

- Équipements de Bord
  (Radars, viseurs, émetteurs-récepteurs UHF de trafic, etc...)
- Antennes de Bord
- Antennes au Sol
- Équipements de Télécommande, Téléguidage et de Télémesure.

FOR CIVIL AND MILITARY AIRCRAFT

- *Aircraft Equipments*
  (Radar equipment, gunsights, radio-communications transceivers, etc...)
- *Aircraft Antennas*
- *Ground Antennas*
- *Guidance and Telemetring Equipments.*

LABORATOIRES R. DERVEAUX **FRANCE**

SIÈGE SOCIAL : 6, RUE JULES-SIMON, BOULOGNE-SUR-SEINE - MOL. 37-00 - USINES A BEZONS.

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Électrique : R. Domenach, 161, Bd St-Germain, Paris 6e — Tél. LIT. 79-53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

Vol. XXXVI **JUIN 1956** **N° 351**

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6e. — C.C.P. Paris 53-35

Abonnements 1 an : France : **3.000 F** ; Etranger : **3.300 F** — Prix de ce N° : **300 F**

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, PARIS-6e, Tél. LIT. 79-53

SOMMAIRE

		Pages
Introduction à l'étude des phénomènes magnéto-optiques dans les ferrites dans le domaine des hyperfréquences	J. BENOIT	499
Relations entre la structure des ferrites et les conditions de leur résonance dans les guides d'ondes. Guides unidirectionnels	J. SUCHET	508
Les équipements de radiocommunications à bande latérale unique	J.L. DELVAUX et M. BYK	520
Un fréquencemètre de précision réalisé au Centre de Mesure de Noiseau	J. BOULIN	532
La normalisation des équipements de télévision à la Radiodiffusion-télévision française	L. GOUSSOT	541
Vie de la Société		551
Documentation technique		558

Sur notre couverture :

— Monocristaux de silicium.
— Diodes à pointes subminiatures à enveloppe verre.
— Diodes à jonction, transistors au silicium.

Compagnie Française Thomson-Houston, Département semi-conducteurs,
29 bis, rue de Cronstadt, Paris-15e — Tél. LEC. 27-29

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Electrique *n'engagent que leurs auteurs.*

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine). — Tél. ALÉSIA 04-16 — C.C.P. Paris 697-38

SECTIONS D'ÉTUDES ET GROUPES RÉGIONAUX

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Général ANGOT.	M. TOUTAN.
2	Matériel radioélectr.	M. LIZON	M. GAMET.
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MERCIER.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. WARNECKE.	M. CHARLES.
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	M. CAHEN.	Mme ANGEL.
8	Electronique appliq.	M. RAYMOND.	M. LARGUIER.
9	Electronique Nucléaire.	M. SURDIN.	M. LABEYRIE.
10	Formation du Personnel Technique.	M. BEURTHERET	M. GILABERT.

Les demandes pour participation aux travaux des Sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. CACHON, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E. N. S. E. M.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. DESTRAY, Directeur de l'École de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C. N. R. S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

CONSEIL DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

MM. J. ICOLE, Ingénieur en chef des Télécommunications, Chef du Département Faisceaux-Hertziens, Direction des Lignes Souterraines à Grande Distance.
J. LOCHARD, Lieutenant Colonel, Chef des Services Techniques du Groupe de Contrôle Radioélectrique.
N'GUYEN THIEN CHI, Chef de Département à la Cie Gle de T.S.F., Ingénieur-Conseil Cie Industrielle des Métaux électroniques.
† G. POTIER, Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique »
P. RIVÈRE, Chef du Service « Multiplex » de la Sté Française Radioélectrique.
M. SOLLIMA, Directeur du Groupe Electronique de la Cie Française Thomson-Houston.
H. TESTEMALE, Ingénieur des Télécommunications.
A. VIOLET, Chef de Groupe à la Sté « Le Matériel Téléphonique »
L'Ingénieur J. BLOEMSMA, Ingénieur Radio E.S.E.
A. CHARLES, Général du C.R., Conseiller technique à la Société Kodak-Pathé.
A. DIDIER, Professeur au C. N. A. M.
MM. G. GOUDET, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
M.D. INDJOUDJIAN, Ingénieur des Télécommunications, chargé du Département Télécommande du C.N.E.T.
P. MANDEL, Ingénieur en Chef à la Société Nouvelle de l'outillage R B V et de La Radio-Industrie.
A. PAGES, Ingénieur à la Compagnie Générale de T.S.F.
H. TANTER, Ingénieur au L.C.T.
P. ANDRIEUX, Ingénieur des Télécommunications.
Mario BOELLA, Professeur au Politecnico de Turin.
R. CHARLET, Ingénieur des Télécommunications.
F. GALLET, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.
M. JEAN, Directeur du « Groupe Electronique » de la C.F.T.H.
NOZIÈRES, Directeur des « Tubes Electroniques » à la Sté La Radiotechnique.
P. M. PRACHE, Directeur des Recherches à la Sté L.T.T.
J. WEILL, Ingénieur-Docteur au C.E.A.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T.S.F.

J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie e. r.

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947)

Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, Prix Nobel de Physique.

MEMBRES D'HONNEUR

Sir Edward APPLETON, Principal and Vice-Chancellor of Edinburgh University.

MM. Eugène DARMOIS, Membre de l'Institut.

Gaston DUPOUY, Membre de l'Institut, Directeur du C.N.R.S.

MM. Frédéric JOLIOT-CURIE, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Physique.

Louis LEPRINCE RINGUET, Membre de l'Institut.

Françis PERRIN, Membre de l'Institut, Haut-Commissaire à l'Energie Atomique.

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

		MM.
1922		M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923	†	H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924	†	R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925	†	J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T.T.
1926		E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927	†	Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928		Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929	†	L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930		Ed. BELIN, Ingénieur.
1931		C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932		P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933	†	L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934		Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
1935	†	R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936	†	R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937	†	F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès Sciences.
1938		P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
1939	†	J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940	†	H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945		L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946		R. P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947		R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.
1948		Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949		M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950		P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951		Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion-Télévision Française.
1952		J. de MARE, Ingénieur Conseil.
1953		P. DAVID, Ingénieur en chef à la Marine.
1954		G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».
1955		H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1956)

M. R. RIGAL, Ingénieur Général des Télécommunications.

Président désigné pour 1957

M. R. AUBERT, Directeur Général technique de la C.S.F. et S.F.R.

Vice-Présidents :

MM. A. ANGOT, Ingénieur militaire général, Directeur de la Section d'Etudes et de Fabrications des Télécommunications.

C. BEURTHERET, Ingénieur en Chef à la C.F.T.H.

M. LAFFINEUR, Directeur à l'Institut d'Astrophysique de Paris.

Secrétaire Général :

M. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

L. J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier :

M. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.

Secrétaires :

MM. J. M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

P. DEMAN, Ingénieur des Télécommunications.

B. GAUSSOT, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.

Comité de Rédaction de l'ONDE ÉLECTRIQUE

Président : M. P. ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Rédacteur en Chef : M. L. J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Extraits des Statuts

ARTICLE PREMIER. — La Société des RADIOÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion des questions concernant la radiotélégraphie et tout ce qui s'y rattache.

Elle recourt à toutes les formes d'activité de nature à réaliser le but qu'elle poursuit.

Elle s'interdit toute ingérence dans les entreprises industrielles ou commerciales quelconques, autres que celles qui concernent son administration propre.

La durée de la Société est illimitée.

Elle a son siège à Paris.

ARTICLE 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Etre agréé par le Bureau de la Société

. . . . . .

Tout membre titulaire qui aura pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives une cotisation de 15 000 francs pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation de 5 000 francs seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation annuelle fixée comme suit :

Particuliers ..... 1 600 F

Sociétés ou Collectivités. 10 000 / 25 000 / ou 50 000 } au gré de la Société ou Collectivité

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle moyennant le versement d'une somme égale à dix fois cette cotisation.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études en France, pourront bénéficier, sur leur demande, d'une cotisation ramenée à 800 F. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

Montant des Cotisations

Les cotisations annuelles sont ainsi fixées :

Particuliers, membres titulaires, recevant *L'Onde Electrique* .. 1600 F.

Sociétés ou collectivités membres titulaires recevant *L'Onde Electrique* .. 10 000 / 25 000 / ou 50 000 } au gré de la Société ou Collectivité

Les particuliers peuvent racheter leur cotisation moyennant le paiement de dix annuités ..... 16000 F.

La cotisation des membres titulaires âgés de moins de 25 ans, en cours d'études en France, peut, sur leur demande, être ramenées à 800 F.

En cas de non admission d'un candidat, la somme versée lui est retournée.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

INTRODUCTION A L'ÉTUDE DES PHÉNOMÈNES MAGNÉTO-OPTIQUES DANS LES FERRITES, DANS LE DOMAINE DES HYPERFRÉQUENCES, par J. BENOIT, *Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble.* Onde Electrique de juin 1956 (pages 499 à 507).

Les applications aux hyperfréquences des phénomènes magnéto-optiques dans les ferrites sont encore relativement peu connues.

Au moment où, sortant du domaine des laboratoires, elles se développent industriellement, il a paru utile de décrire les grandes lignes de cette nouvelle technique. Le présent exposé est limité aux théories élémentaires et à un petit nombre de mesures et d'applications typiques.

LES ÉQUIPEMENTS POUR COMMUNICATIONS PAR ONDES A BANDE LATÉRALE UNIQUE, par J. L. DELVAUX, *Ingénieur en Chef à la C.F.T.H.*, et M. BYK, *Ingénieur à la Division Technique du Groupe Electronique C.F.T.H.* Onde Electrique de juin 1956 (pages 520 à 531).

On expose les principes des communications à bande latérale unique et les raisons pour lesquelles on a été amené à simplifier les équipements conventionnels.

Une description des équipements réalisés est donnée et des résultats d'essais de propagation sont exposés.

RELATIONS ENTRE LA STRUCTURE DES FERRITES ET LES CONDITIONS DE LEUR RÉSONANCE DANS LES GUIDES D'ONDE. GUIDES UNIDIRECTIONNELS, par J. SUCHET, *Ingénieur aux Laboratoires de la S. A. Philips.* Onde Electrique de juin 1956 (pages 508 à 519).

Le principe de la résonance ferromagnétique des ferrites aux hyperfréquences et son application à la réalisation de gyrateurs et de séparateurs ont été exposés récemment : la fréquence de résonance est donnée en fonction du rapport magnétomécanique et du champ efficace par la relation :

$$2\pi f = \gamma H_{eff}$$

Après un bref rappel de notions fondamentales sur l'origine physique du magnétisme dans les solides, l'auteur montre les relations qui existent entre la structure des ferrites et leurs propriétés magnétiques. La nature du « facteur g efficace » et son obtention à partir des facteurs spectroscopiques des ions du réseau, le calcul du rapport magnétomécanique, celui du champ efficace, la nature du champ interne correctif, ainsi que l'influence des conditions de frittage sont tour à tour traités. Enfin, il calcule de manière approchée les caractéristiques de guides d'onde unidirectionnels à champ transversal ou axial équipés de ferrite de nickel/zinc ou de ferrite/aluminate de nickel et en tire des conclusions concernant la réalisation de ces dispositifs.

UN FRÉQUENCEMÈTRE DE PRÉCISION RÉALISÉ AU CENTRE DE MESURES DE NOISEAU, par J. BOULIN, *Ingénieur des Télécommunications à la Direction des Services Radioélectriques des P.T.T.* Onde Electrique de juin 1956 (pages 532 à 540).

Une première partie comporte une description des buts, des méthodes et des installations techniques du Centre de Mesures de Noiseau, fonctionnant comme Centre de contrôle interne de la Direction des Services Radioélectriques des P.T.T. et collaborant au Contrôle International des Emissions au bénéfice de l'U.I.T.

Dans la deuxième partie sont exposées, en détail, la conception et la réalisation d'un ensemble récepteur-fréquencemètre construit au Centre de Mesures couvrant la gamme de 3 à 27 MHz, et comportant l'affichage direct de la fréquence mesurée en Hz.

LA NORMALISATION DES ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉVISION A LA RADIODIFFUSION TÉLÉVISION FRANÇAISE (Fin), par L. GOUSSOT, *Ingénieur en Chef des Télécommunication. Service des Etudes de la R.T.F.* Onde Electrique de juin 1956 (pages 541 à 550).

La Radiodiffusion Télévision Française procède depuis plusieurs années à une rénovation et à une normalisation poussée de ses équipements. Cet article présente les caractéristiques techniques principales des équipements video-fréquence des studios de télévision.

La normalisation a porté sur la présentation mécanique des éléments en caissons fermés autonomes et sur la détermination des caractéristiques électriques externes. L'article rassemble les caractéristiques des signaux de télévision et les méthodes de mesure sur mires. Les organes sont groupés par fonctions et leurs caractéristiques précises sont rassemblées en annexe sous forme de fiches qui peuvent être détachées du texte. Les premières de ces fiches ont été publiées dans les numéros d'avril 1956 et de mai 1956 de l'Onde Electrique.

WRH

SUMMARIES OF THE PAPERS

SINGLE SIDE BAND COMMUNICATION EQUIPMENTS,

by J.L. DELVAUX, *Ingénieur en Chef à la C.F.T.H.* and M. BYK, *Ingénieur à la Division Technique du Groupe Electronique C.F.T.H.* Onde Electrique, June 1956 (Pages 520 to 531).

The principles of single side band communication systems are described and the reasons which have led to a simplification of conventional equipments.

A description is given of equipments produced and the results of transmission tests are given.

A PRECISION FREQUENCY METER BY THE NOISEAU MEASUREMENT CENTRE,

by J. BOULIN, *Ingénieur des Télécommunications à la Direction des Services Radioélectriques des P.T.T.* Onde Electrique, June 1956 (pages 532 to 540).

The first part includes a description of the purpose, methods and equipment of the Noiseau Centre de Mesure (Measurement Centre) which operates as an internal test centre for the Direction des Services Radioélectriques des P.T.T. (Headquarters P.T.T. Radio Service) and collaborates with the I.T.U. for the international control of transmitting frequencies.

The second part deals in detail with the planning and production of a receiver-frequency measuring equipment produced by the Measurement Centre which covers the range 3 to 27 Mc/s. and includes a direct reading frequency scale calibrated in cycles per second.

INTRODUCTION TO THE STUDY OF MAGNETO-OPTICAL PHENOMENA IN FERRITES, AT SUPER HIGH FREQUENCIES,

by J. BENOIT, *Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble* (Professor of Science at Grenoble). Onde Electrique, June 1956 (pages 480 to 507).

The applications at super high frequencies of the magneto-optical phenomena of ferrites is still little known.

At this time, when the technique is emerging from the laboratory stage and is being developed industrially, it is useful to describe its broad principles. The present article is limited to the elementary theory and to a few measurements and typical applications.

RELATIONS BETWEEN THE STRUCTURE OF FERRITE AND THE CONDITIONS FOR THEIR RESONANCE IN WAVE GUIDES. UNI-DIRECTIONAL WAVE GUIDES.

by J. SUCHET, *Ingénieur aux Laboratoires de la S.A Philips*, Onde Electrique, June 1956 (pages 508 to 519).

The principle of ferromagnetic resonance of ferrites at super high frequencies and its application to the construction of gyrators and separators, has been recently described. The resonant frequency is given as a function of the magnetic moment and effective field by the equation :

$$2\pi f = \gamma H_{eff}$$

After a brief recapitulation of fundamental ideas of the physical significance of magnetism in solids, the author indicates the relations which exist between the structure of ferrites and their magnetic properties. The nature of the factor g (effective value) and its derivation from spectroscopic factors of the ions of the system, the calculation of the magnetic moment, as well as the effective field, the nature of the internal compensating field, as well as the influence of manufacturing conditions are all in turn examined. Finally, a calculation is made of the characteristics of uni-directional wave guides for transverse or axial fields, equipped with nickel zinc or nickel aluminate ferrites, and conclusions are drawn regarding the realisation of these arrangements.

STANDARDISATION OF TELEVISION EQUIPMENT AT RADIODIFFUSION-TÉLÉVISION FRANÇAISE (End)

by L. GOUSSOT, *Ingénieur en chef des Télécommunications. Service des Etudes de la R.T.F.* Onde Electrique, June 1956 (pages 541 to 550).

Radiodiffusion Television Française has been working for some years on the redesign and standardisation of their equipment. This article describes the main technical features of video frequency television studio equipment.

Standardisation has led on the mechanical side to units in individual, closed boxes, and to the establishment of external electrical characteristics. The characteristics of the television signal and pattern measuring methods are tabulated. Components are grouped according to fonctions and their precise characteristics are tabulated in an appendix on coupons which can be detached from the text. The first coupons have been published in *Onde Electrique*, April and May 1956,

INTRODUCTION A L'ÉTUDE DES PHÉNOMÈNES MAGNÉTO-OPTIQUES DANS LES FERRITES DANS LE DOMAINE DES HYPERFRÉQUENCES[1]

PAR

J. BENOIT

Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble

I. Origines physiques des phénomènes.

Depuis environ 1948, on voit se développer de nouvelles recherches ayant trait aux phénomènes magnéto-optiques dans les ferrites où règnent simultanément un champ électromagnétique en hyperfréquences et un champ magnétique statique H_0. Selon que le champ H_0 est parallèle ou transversal à la direction de propagation du champ hyperfréquence, on observe deux effets différents, *l'un analogue à la polarisation rotatoire magnétique de l'optique (effet Faraday), l'autre analogue à la biréfringence magnétique (effet Cotton-Mouton)*. Ces phénomènes sont, comme nous allons le voir, en étroite relation avec la résonance ferromagnétique du ferrite.

Résonance ferromagnétique.

Ce phénomène peut s'interpréter à partir d'un modèle de mécanique classique. A l'intérieur d'un domaine magnétique, les électrons des atomes, en rotation sur eux-mêmes, ont un moment cinétique $\vec{J}$ et un moment magnétique $\vec{m}$ opposés, liés par la relation :

$$\vec{m} = \gamma \vec{J} \text{ où } \gamma = \frac{g}{2} \cdot \frac{e}{m} \cdot \mu_0 = -1{,}105.10^5 g \frac{m}{\text{A. s.}}$$

g est appelé facteur de Landé et γ rapport gyromagnétique ; pour un spin électronique, g vaut théoriquement $+2$ et γ est donc négatif.

Dans un domaine, tous les moments des « spins » électroniques ont des positions d'équilibre parallèles ; il en est de même dans toute la masse du matériau si celui-ci est aimanté à saturation.

Si dans un tel milieu, supposé illimité, on écarte les spins de leur position d'équilibre par action d'un champ magnétique statique $\vec{H_0}$, ils ne s'aligneront pas directement avec le champ H_0, mais,

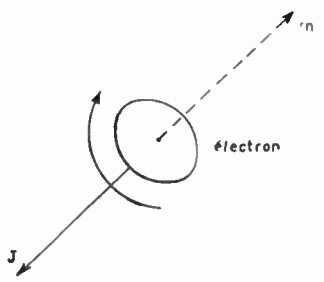


Fig. 1

à la façon des gyroscopes, ils précessionneront autour de H_0 à une fréquence dite de Larmor $\omega_0 = |\gamma| . H_0$ (soit 2 800 MHz pour 1 000 oersteds) et dans un sens qui ne dépend que du sens de $\vec{H_0}$ (celui des aiguilles d'une montre pour un observateur qui regarde dans le sens du vecteur $\vec{H_0}$). En l'absence d'amortissement, cette précession durerait indéfiniment, mais elle est en réalité amortie et les spins s'alignent sur $\vec{H_0}$ en à peu près 10^{-8} secondes.

Supposons maintenant qu'on superpose au champ statique $\vec{H_0}$ un champ magnétique alternatif $\vec{h}$

(1) Communication présentée à la 5e section de la Société des Radioélectriciens le 23 mai 1955.

perpendiculaire à $\vec{H_0}$. Ce champ $\vec{h}$ va écarter les spins de leur position d'équilibre et provoquer leur précession. En effet si $\vec{h}$ est polarisé rectilignement, on peut le décomposer en deux vibrations circulaires inverses ; on conçoit que celle des deux qui tourne dans le sens de la précession possible des spins puisse provoquer et entretenir cette précession si la fréquence du champ tournant est égale à celle de précession ; ce couplage entre l'un des champs tournants et les spins se traduit naturellement par un affaiblissement de l'onde électromagnétique.

Tel est le phénomène de *résonance ferromagnétique*. Notons que le champ statique qui commande la fréquence de résonance est *le champ statique interne* donc la résultante du champ statique appliqué, du champ d'anisotropie cristalline et du champ démagnétisant (qui dépend de la forme de l'échantillon). La formule donnant ω_0 peut donc avoir un aspect différent de celui donné plus haut qui est valable seulement pour un milieu indéfini ; de plus, par suite de particularités de structure du ferrite, γ peut avoir une valeur effective γ_{eff} différente de sa valeur théorique la plus simple.

PERMÉABILITÉ MAGNÉTIQUE DANS UN MILIEU GYROMAGNÉTIQUE INDÉFINI SOUMIS A UN CHAMP ALTERNATIF h :

On donne le nom de milieu gyromagnétique au matériau magnétique soumis à un champ magnétique interne $\vec{H_0}$ statique. Soit $\vec{M_0}$ l'aimantation due à ce champ.

Superposons un champ alternatif $\vec{h}$ à $\vec{H_0}$ et supposons $|h| \ll |H_0|$; le vecteur aimantation devient $\vec{M} = \vec{M_0} + \vec{m}$ et le champ magnétique : $\vec{H} = \vec{H_0} + \vec{h}$, dans lesquels les lettres minuscules désignent les composantes alternatives. De l'équation du mouvement :

$$\frac{\vec{dM}}{dt} = \gamma \vec{M} \wedge \vec{H},$$

Polder [1] a déduit en 1949 que le vecteur induction variable $\vec{b} = \mu_0 \vec{h} + \vec{m}$ a pour composantes (l'axe des z étant pris parallèle à $\vec{H_0}$) :

$$b_x = \mu_1 h_x - j \mu_2 h_y$$

$$b_y = j\mu_2 h_x + \mu_1 h_y$$

$$b_z = \mu_0 h_z$$

La perméabilité magnétique apparaît donc, dans un milieu gyromagnétique, comme une grandeur tensorielle.

Toujours d'après Polder, on a :

$$\mu_1 = \mu_0 + \frac{\gamma^2 M_0 H_0}{\gamma^2 H_0^2 - \omega^2}$$

$$\mu_2 = \frac{\omega \gamma M_0}{\gamma^2 H_0^2 - \omega^2}$$

Ces relations montrent que, à la fréquence de résonance ferromagnétique, il va se produire des anomalies dans les propriétés magnétiques du matériau.

Hogan [2] en 1952 a introduit un couple d'amortissement dans l'équation du mouvement du vecteur $\vec{M}$ ce qui l'a conduit à des expressions complexes de μ_1 et μ_2 : $\mu_1 = \mu'_1 - j\mu''_1$ et $\mu_2 = \mu'_2 - j\,\mu''_2$ permettant d'expliquer les pertes magnétiques qui apparaissent au moment de la résonance. Par ailleurs Rado [3] a montré que ces théories, élaborées pour le cas du matériau aimanté à saturation, sont aussi valables lorsque : $H_0 \ll \frac{\omega}{|\gamma|}$ et $M_0 \ll \frac{\mu_0 \omega}{|\gamma|}$ (restrictions qui entraînent d'ailleurs que $\mu_1 \simeq \mu_0$ et $\mu_2 \ll \mu_0$).

PROPAGATION D'UNE ONDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE PLANE PARALLÈLEMENT AU CHAMP MAGNÉTIQUE STATIQUE : EFFET FARADAY.

Grâce aux théories précédentes il est dès lors possible d'appliquer les équations de Maxwell dans un milieu gyromagnétique indéfini en se servant des expressions de μ_1 et μ_2 à l'échelle macroscopique.

Pour une propagation parallèle au champ $\vec{H_0}$ statique, on trouve deux ondes planes fondamentales possibles : une composante dite *positive* polarisée circulairement dans le sens du courant magnétisant créant le champ statique appliqué ; l'autre, dite *composante négative*, est polarisée en sens inverse. Leurs constantes de propagation sont respectivement:

$$\Gamma_+ = j\omega \sqrt{\varepsilon (\mu_1 - \mu_2)} = \alpha_+ + j\beta_+$$

et $$\Gamma_- = j\omega \sqrt{\varepsilon (\mu_1 + \mu_2)} = \alpha_- + j\beta_-$$

où ε est la permittivité absolue du milieu (éventuellement complexe comme μ_1 et μ_2). On a donc deux *perméabilités effectives complexes* :

$$\mu_+ = \mu'_+ - j\,\mu''_+ = \mu_1 - \mu_2$$

et $$\mu_- = \mu'_- - j\mu''_- = \mu_1 + \mu_2$$

Dans le cas simple où il n'y aurait pas de pertes magnétiques :

$$\mu_+ = \mu_0 + \frac{\gamma M_0}{\gamma H_0 + \omega} \text{ et } \mu_- = \mu_0 + \frac{\gamma M_0}{\gamma H_0 - \omega}$$

et l'on voit immédiatement que puisque γ est négatif, seul μ_+ présente une anomalie à la fréquence de résonance : $\omega = |\gamma| H_0$; en outre, aux champs inférieurs à celui de résonance $\mu_+ < \mu_-$.

Dans le cas général, l'allure théorique de μ_+ est d'ailleurs d'après un calcul de Rowen [4] celle de la figure 2, tracée en prenant H_0 comme variable (la fréquence de travail étant supposée fixée). μ'_+ suit une loi de dispersion et μ''_+ une loi d'absorption. Ces phénomènes n'existent pas pour μ_- qui ne subit aucun accident.

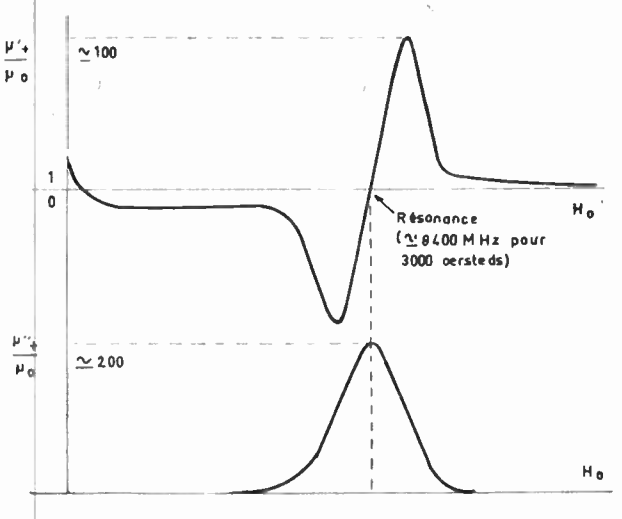


Fig. 2

Voyons alors ce qui arrive à une onde plane polarisée rectilignement entrant dans un milieu gyromagnétique. Son champ est décomposable en deux champs polarisés circulairement en sens inverses. Or la composante positive va se propager avec une vitesse de phase différente de celle de la composante négative ; de même les affaiblissements différeront. Dès lors, à la sortie du milieu, la recombinaison des deux composantes circulaires inverses et d'inégales amplitudes fournit un champ polarisé elliptiquement et le grand axe de l'ellipse a tourné par rapport à la direction de la polarisation rectiligne à l'entrée : on obtient *un effet Faraday avec dichroïsme circulaire.*

Après un trajet l dans le milieu, l'angle de rotation θ est :

$$\theta = \frac{1}{2}(\beta_- - \beta_+)\, l$$

et l'ellipticité est : $A/B = \coth \frac{1}{2}(\alpha_+ - \alpha_-)\, l$ (A grand axe et B petit axe de l'ellipse).

On démontre aisément sur le diagramme de Fresnel que le sens de la rotation θ est celui de la composante circulaire ayant le plus petit β (c'est-à-dire la plus grande vitesse de phase). Enfin, on trouve que le sens de la vibration elliptique à la sortie du milieu, est celui de la composante circulaire la moins absorbée.

Dans le cas simple où les μ'' sont négligeables, on vérifie facilement que $\beta_+ < \beta_-$ si $H_0 \ll \omega/|\gamma|$; la rotation a donc lieu dans le sens du courant magnétisant si le champ H_0 est faible ; au delà de la résonance, la rotation Faraday s'inverse.

Lorsque les μ'' sont notables, la discussion devient plus compliquée ; il est alors plus facile de trouver les variations de β_+/β_- et α_+/α_- en fonction de H_0. Elles ont en général l'allure représentée sur la figure 3. Comme on sait par ailleurs que la

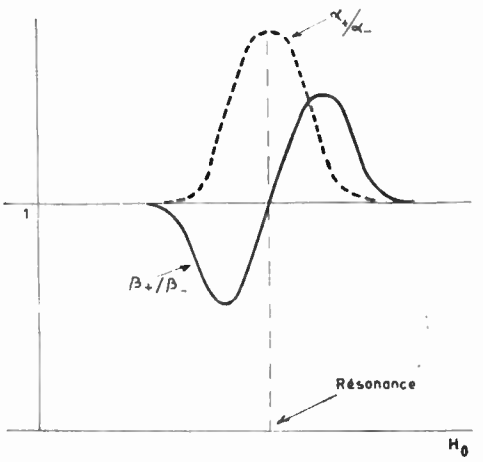


Fig. 3

composante négative ne subit pas d'anomalies à la résonance, on peut conclure d'après cette figure que *la composante positive subit une absorption sélective intense à la résonance et que la rotation s'annule et change de signe à la résonance.* On voit en outre que, pour les champs plus petits que celui de résonance, la rotation Faraday sera dans le sens du courant magnétisant puisque $\beta_+ < \beta_-$.

Notons bien la non réciprocité de l'effet Faraday : le sens de rotation n'est lié qu'au sens du courant magnétisant et pas du tout au sens de propagation de l'onde électromagnétique. *Deux ondes circulant en sens inverses verront donc leurs polarisations rectilignes tourner dans le même sens absolu autour du vecteur H_0.*

Propagation d'une onde électromagnétique plane perpendiculairement au champ H_0 : biréfringence magnétique.

Supposons la propagation selon Ox. En pareil cas, on trouve comme solutions possibles deux ondes planes polarisées rectilignement : *l'une a son champ électrique parallèle au champ statique H_0, l'autre a son champ électrique normal à H_0.*

La dernière ayant donc sa composante magnétique parallèle à H_0 n'exerce aucun couple sur les spins ; aussi le milieu se comporte-t-il pour elle comme un

diélectrique isotrope de permittivité ε et perméabilité absolue μ_0 :

$$\Gamma_{\parallel} = j\omega \sqrt{\varepsilon\, \mu_0}$$

Par contre la première ayant son champ magnétique normal à $\vec{H_0}$ provoquera la précession des spins et en appliquant les relations de Polder on obtient :

$$\Gamma_{\perp} = j\omega \sqrt{\varepsilon\, \mu_{\perp}} \text{ avec } \mu_{\perp} = \frac{\mu^2_1 - \mu^2_2}{\mu_1} = \mu'_{\perp} - \mu''_{\perp}$$

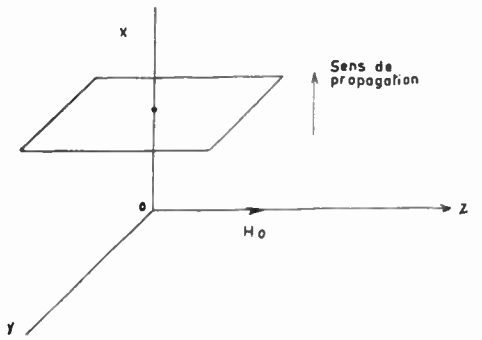


FIG. 4

Les courbes représentant $\mu'_{\perp}$ et $\mu''_{\perp}$ en fonction de H_0 ont exactement l'allure décrite pour μ'_{+} et μ''_{+} dans le cas de la composante circulaire positive de l'effet Faraday.

Finalement, d'après ce qui précède, une onde plane se propageant par exemple suivant Ox et polarisée obliquement par rapport à Oz, sera décomposée en deux ondes de types $\parallel$ et $\perp$ voyageant avec des vitesses différentes : *c'est le phénomène de double réfraction.* En sortant d'une épaisseur l du milieu, on aura une onde plane à polarisation elliptique par suite de la différence de phase $\varphi = (\beta_{\parallel} - \beta_{\perp})\, l$ entre les deux composantes rectilignes. De plus, l'absorption sélective de la composante $\perp$ (dichroïsme rectiligne) fait que le grand axe de l'ellipse n'est pas parallèle à la direction de la polarisation initiale (d'où une rotation apparente).

EXTENSION A LA PROPAGATION DANS UN MILIEU GYROMAGNÉTIQUE PLACÉ DANS UN GUIDE D'ONDE.

1° *Champ statique parallèle à l'axe du guide* :

SUHL et WALKER [5], KALES [6] ont traité en 1952 la propagation des ondes dans un guide circulaire, plein de ferrite aimanté suivant l'axe du guide (fig. 5 a).

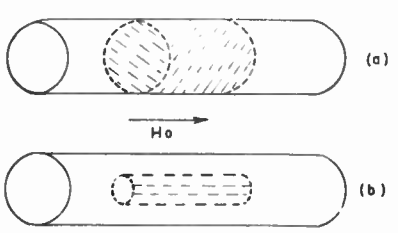


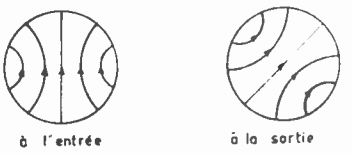
FIG. 5

GAMO [7] ainsi que Van TRIER [8] ont repris cette question d'une façon plus générale en 1953 et étudié également le cas d'un remplissage partiel en ferrite (figure 5 b).

Les modes susceptibles de se propager avec une vitesse de phase finie ont à la fois une composante E_z et une composante H_z longitudinales. Toutefois, on peut les classer en ondes *quasi TE* ou *quasi TM* suivant que, lorsqu'on fait tendre H_0 vers zéro, l'onde a pour limite une onde TE ou TM du milieu isotrope.

De plus, ces modes sont à polarisation circulaire. Deux ondes de même type mais de polarisations circulaires inverses ont des constantes de propagation différentes d'où encore *l'effet Faraday.*

Le plus souvent on s'intéresse au guide TE_{11} (figure 6) partiellement rempli de ferrite. Entre



a *b*

FIG. 6

l'entrée et la sortie du ferrite le système de lignes de force de section droite subit une rotation $\theta = \frac{1}{2}(\beta_- - \beta_+)\, l$, où β_- et β_+ sont les constantes de longueur d'onde des deux modes circulaires en lesquels le mode incident à polarisation rectiligne est décomposable.

2° *Champ statique perpendiculaire à l'axe du guide* :

a) Une théorie a été faite pour un guide rectangulaire par Van TRIER en 1952. Le ferrite inclus dans le guide est supposé aimanté par un champ statique normal aux grandes faces du guide, ce qui correspond au cas $\perp$ décrit pour les ondes planes (c'est celui où la perméabilité effective dépend de H_0).

On trouve que les modes TE_{no} peuvent tous exister avec seulement de légères modifications.

b) Par ailleurs, alors que dans le cas du remplissage total, les effets de déphasage et atténuation sont identiques pour des ondes voyageant en sens contraires, on obtient un effet non réciproque en plaçant une lamelle de ferrite mince longitudinalement dans le guide (voir figure 7).

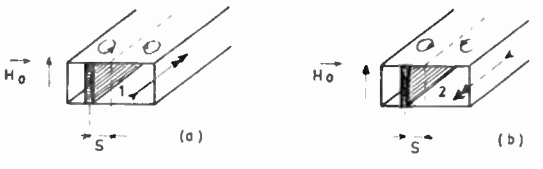


FIG. 7

Cet effet est lié à la résonance ferromagnétique [5, 9, 10, 11,]. En effet, pour le mode TE_{10} du guide rectangulaire, le champ magnétique se trouve polarisé circulairement à une certaine distance S de

part et d'autre du centre (mais les sens de polarisation sont inverses de part et d'autre du plan de symétrie longitudinal).

Pour une onde allant dans le sens 1, la lamelle est, dans le cas de la figure 7.a, située à un emplacement où la précession des spins sera entretenue et il peut y avoir résonance (donc forte absorption) si H_0 est d'intensité convenable. Au contraire, si l'onde vient en sens inverse (figure 7.b), il y a incompatibilité entre le sens de H_0 et la précession due au champ U.H.F., donc effet totalement différent (en particulier, pas d'absorption par résonance). D'autre part, même s'il n'y a pas exactement résonance, le déphasage φ_{12} subi par l'onde allant dans le sens 1 sera différent de celui φ_{21} subi par une onde inverse.

II. Exemples de techniques et de résultats d'études magnéto-optiques.

Montage de mesure pour effet Faraday.

La figure 8 représente une installation typique sur 9 500 MHz (1).

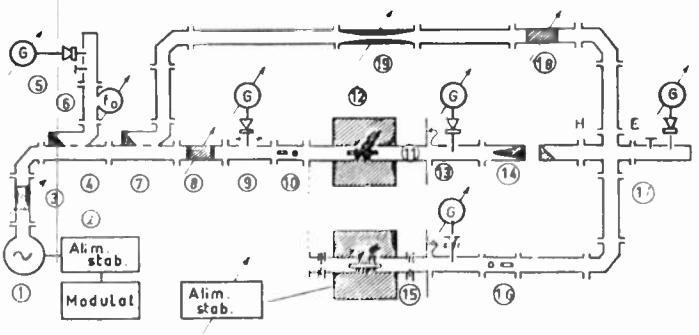


Fig. 8

Le générateur hyperfréquence (1) est un klystron 2K.25 alimenté par des tensions stabilisées (2). Le réflecteur peut être éventuellement modulé par une onde carrée à 1 000 Hz. L'onde transmise par un guide rectangulaire (mode TE_{10}), passe par un atténuateur adapté (3). Le coupleur directif (4) aiguille une fraction de la puissance vers le moniteur de puissance (5), (utile pour maintenir constant le niveau pour les mesures des pertes d'insertion) et l'ondemètre (6). Un deuxième coupleur directif (7) alimente une dérivation 19-18 (voir paragraphe suivant). L'atténuateur calibré (8) sert à déterminer les pertes d'insertion de l'échantillon de ferrite. Le détecteur d'onde stationnaire (9) permet la mesure de la réflexion sur l'échantillon ; après passage dans le transformateur de mode (10), transformant le mode TE_{10} du guide rectangulaire en mode TE_{11} du guide circulaire, l'onde traverse la chambre de mesure (11) entourée du solénoïde (12), créant un champ statique longitudinal. L'échantillon de ferrite est un bâtonnet calé dans l'axe du guide à l'aide d'une rondelle de mousse de polystyrène.

A la sortie de cet échantillon, la rotation du champ est contrôlée par l'analyseur de polarisation (13), qui est une sonde électrique rotative précise ; un vernier permet la mesure de l'angle à $\pm$ 5′, ce qui est plus que suffisant vu l'ordre de grandeur des rotations obtenues dans le cas des ferrites.

Les joints rotatifs entre les divers tronçons de guide ont été exécutés avec grand soin ; le relevé de la tension détectée par l'analyseur en absence d'échantillon est parfaitement sinusoïdal et reproductible ; l'ellipticité à vide est supérieure à 30 dB (1). Le taux d'onde stationnaire global à vide, l'impédance caractéristique (14) étant en place, est inférieur à 1,1.

Montage pour mesure séparée des constantes de propagation positive et négative.

Pour pouvoir mesurer séparément les constantes de phase β_+ et β_- et d'atténuation α_+ et α_- on a réalisé un montage supplémentaire, permettant de travailler en polarisation circulaire pure (droite ou gauche) sur l'échantillon.

On remplace la chambre de mesure (11) par une autre (15), comportant à l'entrée et à la sortie une lame quart d'onde qui crée la polarisation circulaire à l'entrée et qui la retransforme en polarisation rectiligne à la sortie.

La phase et l'amplitude de l'onde à la sortie, après le passage du mode TE_{11} au mode TE_{10} (16) sont comparées grâce au té magique (17) avec ceux d'une onde circulant dans la dérivation 19-18. Un atténuateur calibré et adapté (18) et un déphaseur étalonné (19) permettent de régler l'amplitude et la phase dans cette dérivation ; quand les amplitudes des deux ondes incidentes sur le té sont égales et leurs phases égales et de signe contraire, on obtient un minimum de champ dans la branche E du té. On peut mesurer ainsi la variation de la constante de propagation dans le ferrite en fonction de l'amplitude et de la direction du champ magnétique statique superposé.

Quelques résultats typiques :

La figure 9 montre tout d'abord l'ensemble du phénomène pour le ferrite de nickel quand on fait croître H_0 de 0 au delà de la valeur de résonance ferromagnétique : on voit nettement dans le cas du bâtonnet de diamètre 4,7 mm la rotation pure sans absorption avant résonance, puis l'inversion du sens de rotation et le maximum d'absorption à la résonance. La région *a*) où θ est à peu près proportionnel à H_0 est utile dans les applications pratiques à θ variable (modulation, etc...), la région *b*) de saturation, où θ dépend peu de H_0, est utile pour les appareils basés sur un θ constant (découpleurs, gyrateurs, etc...). On contrôle également la variation de l'ellipticité aux divers champs ; en particulier, l'onde transmise est presque circulaire à la résonance,

(1) Le montage schématisé sur la figure 8 et les résultats indiqués sur les figures 9, 10, 13, 15 sont dûs à F. Mayer, au Laboratoire de Haute-Fréquence de l'Université de Grenoble.

(1) L'ellipticité est, en décibels : $20 \log_{10} \left(\frac{\text{grand axe}}{\text{petit axe}} \right)$.

l'absorption de la composante circulaire positive étant alors très intense. Pour obtenir des résultats cohérents, il est nécessaire de démagnétiser le ferrite

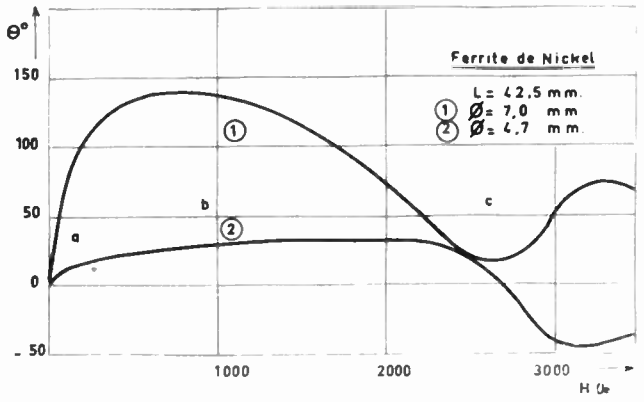


Fig. 9

au départ. Par ailleurs, il faut éviter les réflexions à l'entrée et à la sortie du bâtonnet en le taillant en pointe ou en le munissant de cônes en diélectrique de permittivité élevée adaptée à celle du ferrite ; les réflexions résiduelles dues aux discontinuités de μ entre le cône et le bâtonnet s'avèrent peu élevées. Enfin, il y a lieu de ne pas prendre un diamètre de bâtonnet trop gros sous peine d'observer des modes de propagation d'ordre élevé conduisant à des comportements anormaux et à des résonances parasites du type cavité : sur la figure précédente on constate par exemple que le bâtonnet de 7 mm de diamètre ne permet pas de vérifier correctement la théorie (par exemple, à la résonance, on n'a pas inversion de rotation).

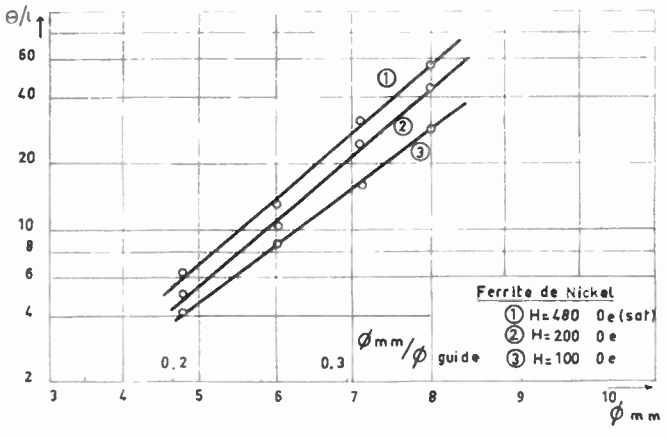


Fig. 10 *a*

Pour un ferrite donné, les facteurs susceptibles d'intéresser les utilisateurs de l'effet Faraday sont la rotation par unité de longueur θ/l, les pertes d'insertion par unité de longueur α/l, le « facteur de mérite » θ/α. La figure 10 montre les variations de ces quantités en fonction du coefficient de remplissage du guide en ferrite de nickel. On voit qu'on n'a pas intérêt dans cet exemple à dépasser $\Phi/\Phi_{guide} = 0{,}35$ car au-delà, θ/α n'augmente plus.

Limitons-nous à cet exemple qui fixe les idées sur l'aspect des résultats importants pour le technicien et terminons en signalant que les précautions à prendre dans la fabrication du ferrite sont nombreuses et délicates.

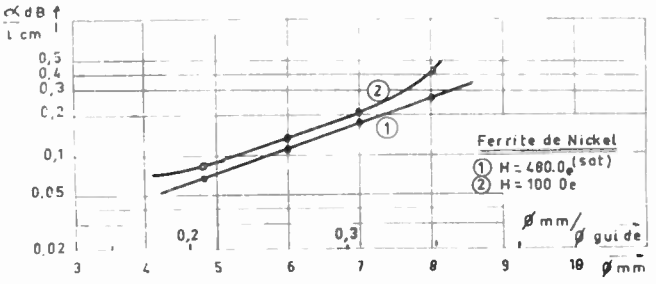


Fig. 10 *b*

Outre la composition chimique, la structure cristalline est un facteur essentiel pour les performances obtenues. C'est dire l'importance du traitement thermique subi par le ferrite. Enfin, la compacité plus ou moins élevée de l'échantillon obtenu par frittage intervient également beaucoup.

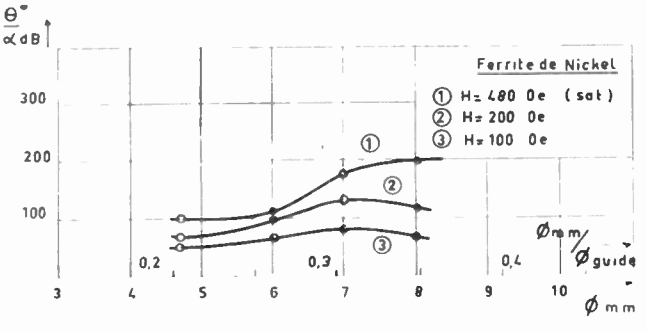


Fig. 10 *c*

Mesures avec champ magnétique statique transversal a la direction de propagation.

Il y a eu peu d'expériences sur les ferrites emplissant un tronçon de guide rectangulaire TE_{10} en présence d'un champ statique H_0 appliqué perpendiculairement aux grandes faces du guide.

Par contre, un très grand nombre d'expériences ont porté sur la mesure du coefficient de surtension d'une cavité rectangulaire TE_{10n} dans laquelle est placée une très petite sphère ou un disque très mince de ferrite, un champ statique H_0 étant appliqué perpendiculairement aux grandes faces du guide. En effet, en mesurant avec précision la valeur de H_0 donnant le minimum de surtension de la cavité, on a la valeur du champ produisant la résonance ferromagnétique ; on est alors à même de calculer le rapport gyromagnétique γ, donc le facteur de Landé g. Les valeurs effectives trouvées pour g sont très souvent supérieures à la valeur théorique 2 ; il arrive même dans certains cas qu'on obtienne des valeurs très grandes de g. Ces écarts entre la valeur idéale et les valeurs effectives données par l'expérience, peuvent s'interpréter avec plus ou moins de difficulté à partir des théories concernant la structures des ferrites.

Enfin, en ce qui concerne les expériences faites sur une lame de ferrite disposée longitudinalement dans un guide TE_{10} rectangulaire, nous aurons l'occasion dans le Chapitre III, d'indiquer quelques résultats relatifs aux applications pratiques d'un tel dispositif. De même, nous renvoyons au chapitre III, pour l'examen des résultats obtenus sur des ferrites emplissant totalement un tronçon de ligne coaxiale en présence d'un champ H_0 normal à l'axe de la ligne.

III. Applications aux systèmes de transmission en hyperfréquences.

A) Appareils a champ statique parallèle a la direction de propagation.

La non réciprocité de la polarisation rotatoire magnétique a permis de réaliser des quadripôles à transmission unilatérale (coefficient de transmission $t_{12} = 1$ et $t_{21} = 0$) et des quadripôles anti-réciproques ou « gyrateurs » : ($t_{12} = -t_{21}$).

Considérons le schéma de la figure 11.

Une onde TE_{10} partant de 1 vers 2 passe dans la transition rectangulaire-circulaire sans être gênée

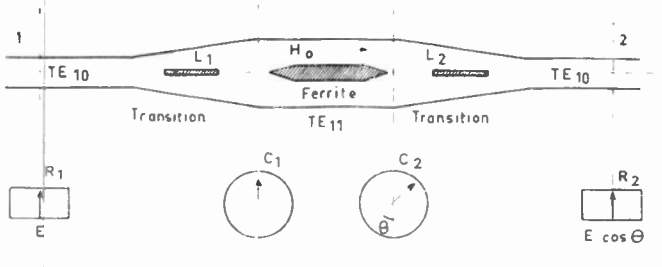


Fig. 11

par la lame absorbante L_1 dont le plan est normal à son champ électrique E. L'onde se transforme en mode TE_{11} ; le ferrite aimanté par H_0 externe fait tourner la polarisation d'un angle θ sans absorption notable si le champ est plus petit que celui de résonance ferromagnétique. Dans la transition qui suit, la composante E sin θ qui ne pourrait entrer dans le guide de sortie est absorbée par la lame L_2 et la composante E cos θ pénètre seule dans le guide rectangulaire de sortie. *Il suffit donc que la transition et le guide de sortie soient tournés de θ par rapport à ceux d'entrée pour que $t_{12} = 1$.* Supposons qu'il en soit ainsi et voyons quelle est la valeur de t_{21} dans les deux cas particuliers $\theta = 45°$ et $\theta = 90°$ qui conduisent à des appareils intéressants imaginés par Hogan en 1952 [2].

Quadripôle à transmission unilatérale ou isolateur :

On peut suivre sur la figure 12*a* l'évolution de la polarisation au centre des différents plans de section droite pour une onde transmise dans le sens 1-2. Il est clair que $t_{12} = 1$ s'il n'y a pas de pertes dans le ferrite.

Sur le schéma (*b*) (transmission dans le sens 2→1), on voit que, la rotation de 45° ayant encore lieu dans le même sens absolu autour de H_0, le champ électrique dans le plan C_1 se présente parallèlement aux grandes faces du guide de sortie R_1 où il ne

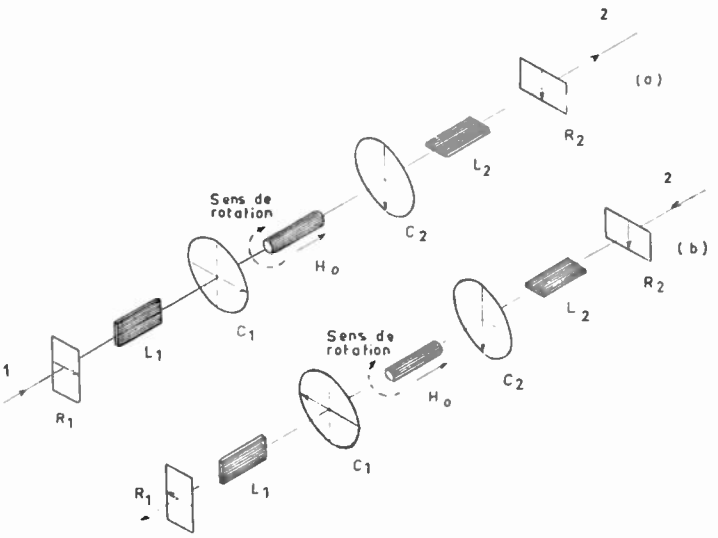


Fig. 12

pourrait donc pas se propager. La lame L_1 absorbe cette onde, évitant ainsi sa réflexion sur l'entrée du guide rectangulaire. Finalement $t_{21} = 0$.

Un tel dispositif permet de découpler un générateur par rapport aux circuits de sortie ; il possède le grand avantage, sur les atténuateurs utilisés habituellement dans ce but d'avoir des pertes d'insertion très faibles dans le sens de transmission et d'absorber pourtant toute onde réfléchie vers le générateur. Il est peu sensible à la fréquence et, si l'on opère à saturation (quelques centaines d'oersteds

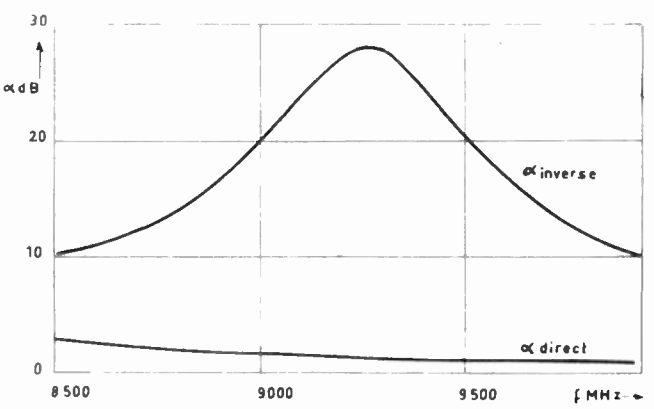


Fig. 13

suffisent), les fluctuations de courant magnétisant ne sont pas gênantes ; d'ailleurs on peut employer un aimant. La figure 13 donne les résultats obtenus avec une réalisation de ce genre d'appareil à la fréquence d'environ 9 500 MHz.

Gyrateur :

Cette fois (figure 14) le guide sortie est tourné

de 90° par rapport à celui de l'entrée. Sur le schéma 14 (*a*), on vérifie que si la rotation dans le ferrite est de 90° on a bien $t_{12} = 1$.

Examinons la transmission en sens inverse (schéma 14 *b*) en partant en R_2 avec une onde de même phase qu'en R_2 du schéma (*a*). Après traversée du ferrite, la rotation de 90° fournit une polarisation rectiligne

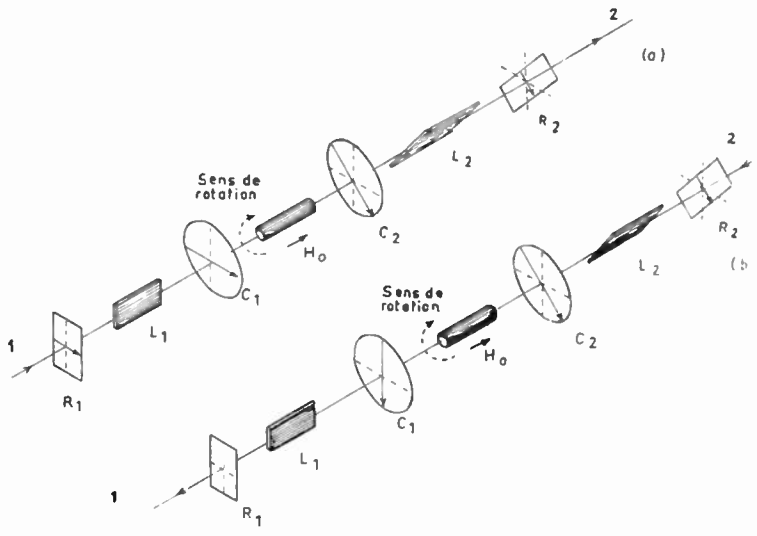


FIG. 14

inverse de celle du schéma (*a*). L'onde sortant par R_1 est en opposition de phase avec celle qu'on aurait eue si le système était réciproque. Un déphasage de π s'introduit donc entre les transmissions dans les deux sens. L'appareil de Hogan a été la première réalisation de ce genre de circuit dont les propriétés théoriques avaient été étudiées par TELLEGEN dès 1948 [12].

Autres applications de l'effet Faraday :

Le lecteur trouvera de nombreuses autres applications possibles, décrites dans les articles de HOGAN, ROWEN, SUHL et WALKER déjà cités ainsi que dans ceux de THUÉ [13], REICH [14]. Il est évident par exemple que, même sans faire appel à la non réciprocité du phénomène, on a la possibilité, grâce à un champ H_0 contrôlable électriquement, de commander la rotation de la polarisation d'un champ *U.H.F.* et par conséquent de concevoir des atténuateurs, modulateurs d'amplitude, commutateurs pour *U.H.F.* On a aussi songé [15] à mesurer des variations très faibles de champ magnétique par les variations de rotation Faraday qu'elles produisent. Le champ d'applications est très varié.

B) APPAREILS A CHAMP TRANSVERSAL A LA DIRECTION DE PROPAGATION.

Découpleur à résonance ferromagnétique pour guide rectangulaire :

On a vu dans le chapitre I que, en présence d'un champ H_0 normal aux grandes faces d'un guide TE_{10}, une plaquette de ferrite longitudinale convenablement décalée par rapport au centre de la section droite, peut produire une forte absorption par résonance sur une onde *U.H.F.* venant dans un sens convenable, et une absorption théoriquement nulle pour une onde venant en sens inverse. Par suite de la déformation du champ due à la présence de la plaquette, la position optimum de celle-ci doit être déterminée empiriquement.

Ce système à transmission unilatérale est de réalisation plus simple que celui basé sur l'effet Faraday. Mais il nécessite un champ de quelques milliers d'oersteds puisqu'il est basé sur la production de la résonance. D'autre part, l'atténuation n'est guère moindre que 1 dB dans le sens direct si l'on veut avoir à peu près 15 dB dans le sens où il y a absorption. La figure 15 montre les résultats obtenus avec une réalisation de ce genre à 9 500 MHz environ.

Gyrateur à guide rectangulaire :

Le même dispositif peut servir à faire un gyrateur. Il suffit d'employer un champ statique inférieur à

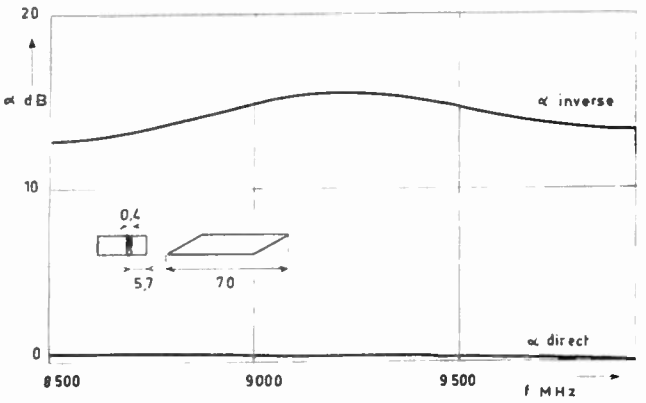


FIG. 15

celui de résonance, de placer la plaquette à une distance S où la différence entre les déphasages φ_{12} et φ_{21} qu'elle introduit entre les deux sens de propagation est maximum et de choisir en outre une longueur de plaquette suffisante pour que cette différence $\varphi_{12} - \varphi_{21}$ soit de 180°.

Atténuateur à ligne coaxiale :

REGGIA et BEATTY en 1953 [16] ont étudié un atténuateur constitué par un tronçon de coaxial

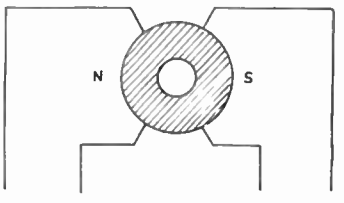


FIG. 16

rempli par un morceau de ferrite d'environ 10 mm de long, placé entre les pièces polaires d'un électroaimant (Figure 16). Le réglage du champ statique

permet, de faire varier la perméabilité effective complexe et par conséquent l'atténuation.

L'avantage de ce système sur les atténuateurs à coupure usuels dans la technique des coaxiaux est

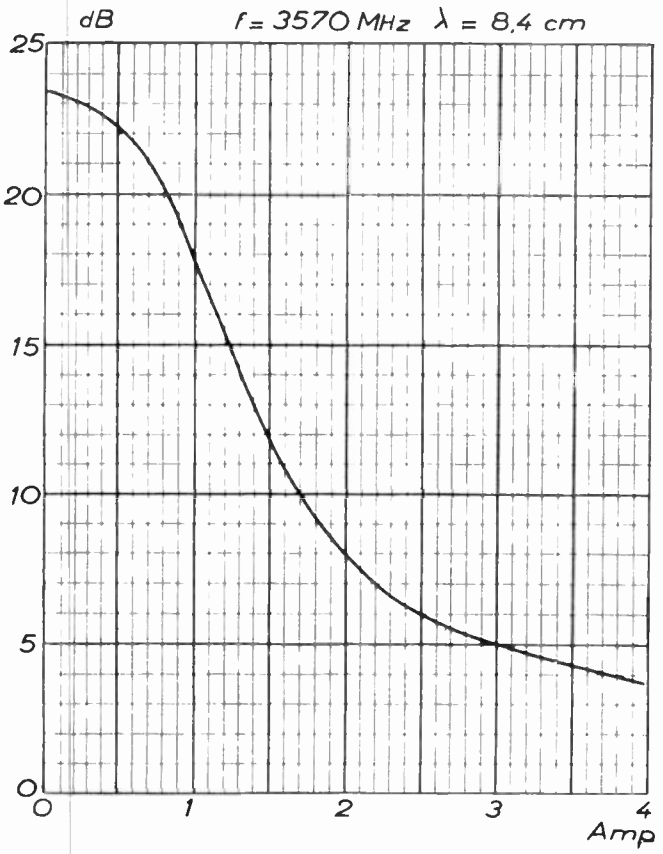


FIG. 17

que l'atténuation minimum possible est de 2 dB au lieu de 20 environ. La figure 17 représente les performances d'un atténuateur de ce genre réalisé au Laboratoire de Haute-Fréquence de Grenoble par J. MUNIER (en abscisses : courant magnétisant de réglage de H_0).

Conclusion.

L'exposé élémentaire que nous venons de faire montre déjà la variété des applications extrêmement intéressantes des phénomènes magnéto-optiques dans les ferrites en hyperfréquences. Beaucoup d'autres dispositifs sont en voie d'élaboration. Dans tous, il est important de veiller à ce que les effets des variations de température sur les propriétés du ferrite soient corrigés ainsi que ceux des variations de fréquence. Ces problèmes, que nous avons volontairement passés sous silence pour ne pas alourdir l'exposé, constituent un autre aspect des recherches techniques nécessaires dans ce vaste et passionnant domaine.

BIBLIOGRAPHIE

[1] D. POLDER et H.H. WILLS, *Phil. Mag.*, 1949, 40, 99.
[2] C.L. HOGAN, *Bell System. Techn. J.*, 1952, 31, 1.
[3] G.T. RADO, *Phys. Rev.*, 1953, 89, 529.
[4] J.H. ROWEN, *Bell System. Techn. J.*, 1953, 32, 1358.
[5] H. SUHL, L.R. WALKER, *Phys. Rev.*, 1952, 88, 122 et *Bell System, Techn. J.*, 1954, 33, p. 579, p. 939, p. 1133.
[6] M.L. KALES, *N.R.L.*, Report 4027, 1952, August 8.
[7] H. GAMO, *J. Phys. Soc. Japan*, 1953, 8, 176.
[8] A.A. Van TRIER, *Appl. Sc. Res.*, 1954, B, 3, 305.
[9] N.G. SAKIOTIS, H.N. CHAIT, *P.I.R.E.*, 1953, 41, 87 et *Trans. I.R.E.*, 1953, vol. M.T.T.1, p. 11.
[10] H. TURNER, *P.I.R.E.*, 1953, 41, 937.
[11] A. KASTLER, *C.R. Ac. Sc. Paris*, 1954, 238, 1007.
[12] B.D.H. TELLEGEN, *Phil. Res. Reports*, 1948, 3, 81 et 321 ; 1949, 4, 366.
[13] M. THUÉ, *Electronique*, 1955, 9.
[14] K.H. REICH, *Z. angew. Phys.*, 1954, 326 et *Arch. der Elek. Uebertragung*, 1954, 8, 317.
[15] P.J. ALLEN, *P.I.R.E.*, 1953, 41, 100.
[16] F. REGGIA et R. W. BEATTY, *P.I.R.E.*, 1953, 41, 93.

RELATIONS ENTRE LA STRUCTURE DES FERRITES ET LES CONDITIONS DE LEUR RÉSONANCE DANS LES GUIDES D'ONDE. GUIDES UNIDIRECTIONNELS (1)

PAR

J. SUCHET

Ingénieur aux Laboratoires de la S.A. Philips (2)

1. Introduction.

Monsieur le professeur BENOIT a exposé précédemment d'une manière très complète et très claire le principe de la résonance magnétique des ferrites et les applications de ce phénomène dans la technique des hyperfréquences [1]. Le but du présent article est d'apporter quelques précisions sur l'influence de la composition des ferrites et des conditions de leur préparation sur leur comportement à la résonance. Nous résumerons les points principaux sur lesquels ont porté les travaux — tant théoriques que pratiques — au cours des dernières années.

On sait que la relation fondamentale donnant la fréquence de résonance d'une pièce de ferrite dans un guide d'onde est : $f = \frac{\gamma}{2\pi} H_{eff}$. Dans cette relation, le rapport γ est lié à ce que nous appellerons le « facteur g efficace » de la ferrite, c'est-à-dire à la structure de ses ions métalliques ; le champ efficace dépend de la forme de la pièce de ferrite et de son intensité d'aimantation à saturation, c'est-à-dire du moment résultant de la molécule de ferrite ; enfin la valeur de l'atténuation provoquée par la pièce de ferrite au voisinage de la résonance dépend de la composition de la ferrite utilisée et de ses conditions de frittage. Ce sont ces trois points sur lesquels nous allons essayer d'apporter quelque lumière. Mais, auparavant, nous croyons utile de rappeler brièvement quelques notions générales sur l'origine physique du magnétisme dans les solides, et nous en excusons auprès de ceux à qui ces notions sont familières.

(1) Communication présentée à la 5e section de la Société des Radioélectriciens le 16 janvier 1956.

(2) Actuellement au Centre de Recherches des Produits Chimiques de la Compagnie Saint-Gobain.

2. Rappel de notions fondamentales sur le magnétisme.

Nous allons remonter pour commencer au postulat fondamental de BOHR relatif à l'orbite décrite dans un atome par un électron. Dans le cas simple d'une orbite circulaire de rayon r, BOHR postule que le moment angulaire MA associé à l'orbite est un multiple entier de $h/2\pi$:

$$MA_{orb} = \underline{mr^2\omega} = p\,h/2\pi \quad \text{uém}$$

Dans ces conditions, le moment magnétique MM associé à cette même orbite, égal à celui du feuillet magnétique de surface πr^2 délimité par le courant équivalent $e\,\omega/2\pi$, s'écrit en faisant apparaître la masse de l'électron :

$$MM_{orb} = \pi r^2 \cdot \frac{e\,\omega}{2\pi} = \frac{e}{2m} \cdot \underline{mr^2\omega} = \frac{e}{2m}\,\frac{ph}{2\pi} = p\,\frac{he}{4\pi m} \text{ ergs/gauss.}$$

Il est donc multiple d'une quantité élémentaire $\mu_B = he/4\pi m = 0{,}927 \times 10^{-20}$ ergs/gauss qui est le magnéton de BOHR. Le rapport du moment angulaire orbital de l'électron à son moment magnétique orbital, ou « rapport gyromagnétique » de l'électron lié décrivant une orbite est donc :

$$\rho_{orb} = \frac{MA_{orb}}{MM_{orb}} = -\frac{2m}{e} = -1{,}13 \times 10^{-7} \quad \text{uém}$$

On fait généralement intervenir dans les phénomènes

de résonance le rapport inverse ou « rapport magnétomécanique » :

$$\gamma_{orb} = \frac{MM_{orb}}{MA_{orb}} = \frac{1}{\rho} = -\frac{e}{2m} = -0{,}88 \times 10^7 \quad \text{uém}$$

La valeur algébrique de ces rapports est négative puisque le moment angulaire est opposé au moment magnétique.

Larmor a montré mathématiquement que, lors de l'établissement d'un champ magnétique, le moment magnétique lié à la présence d'un électron sur une orbite atomique ne s'alignait pas exactement sur la direction du champ mais tournait autour avec un mouvement de précession dont la vitesse angulaire est :

$$\Omega = -eH/2m = -H/\rho$$

où ρ est le rapport gyromagnétique, ou encore :

$$\Omega = -\gamma H = -2\pi f \quad \text{soit } \gamma/2\pi = -f/H$$

où l'on voit que le rapport magnétomécanique γ peut être exprimé en unités de fréquence par oerstedts Si l'on ne prend en considération que le moment magnétique orbital MM_{orb}, nous aurons :

$$|\gamma/2\pi| = 0{,}88 \times 10^7/2\pi \text{ uém} = 1{,}40 \text{ Mc/s/}\Phi.$$

Nous rappellerons encore, pour la bonne forme, que dans le système électronique d'un atome, les électrons sont répartis sur des niveaux $n = 1, 2, 3, \ldots$ et que le moment magnétique de chaque électron résulte pour une part, comme nous venons de le voir, du moment orbital :

$$\overrightarrow{MM_{orb}} = \vec{l}\,\frac{he}{4\pi m}$$

où $l = 0,1, 2, \ldots (n\text{-}1)$ correspond aux électrons appelés s, p, d, f, g, ..., et pour une autre part de son moment intrinsèque ou spin :

$$\overrightarrow{MM_{spin}} = \vec{s}\,\frac{he}{4\pi m}$$

où $s = \frac{1}{2}$. L'action d'un champ magnétique fait apparaître les projections m_l et m_s sur la direction du champ des vecteurs $\vec{l}$ et $\vec{s}$ avec $-l < m_l < +l$ (valeurs entières) et $m_s = \pm \frac{1}{2}$. D'après le principe d'exclusion de Pauli, deux électrons appartenant à un même atome ne peuvent pas avoir les 4 nombres n, l, m_l, m_s identiques. La première conséquence en est une limitation du nombre d'électrons possibles dans chaque niveau ($2n^2$) et dans chaque groupe ($2(2l + 1)$ soit 2, 6, 10, 14, ... pour les groupes s, p, d, f, ...). La seconde conséquence est que dans un groupe complet, c'est-à-dire contenant $2(2l + 1)$ électrons,

$$\Sigma\, m_l = 0 \qquad \text{et} \qquad \Sigma\, m_s = 0$$

Donc – et ceci est fondamental – *seuls les groupes incomplets peuvent contribuer au moment magnétique de l'atome.* Ainsi la notation $1s^2\,2s^2\,p^6\,3s^2\,p^6\,d^5\,4s^2$, relative au système électronique de l'atome de manganèse signifiera tout simplement :

niveau $n = 1$, $l = 0$ (s) 2 électrons
niveau $n = 2$, $l = 0$ (s) 2 »
$l = 1$ (p) 6 »
niveau $n = 3$, $l = 0$ (s) 2 »
$l = 1$ (p) 6 »
$l = 2$ (d) 5 » (*incomplet*)
niveau $n = 4$, $l = 0$ (s) 2 »

et seul le groupe $3d^5$ pourra contribuer au moment magnétique de l'atome. Si, au lieu de considérer des atomes, nous considérons des ions (complètement ionisés), le dernier groupe sera toujours complet. Seuls présenteront alors un moment magnétique les ions des éléments de transition, avec le groupe $3d$ incomplet pour la série du Scandium au Nickel, ou le groupe $4f$ incomplet pour la série du Cérium au Tungstène.

De même qu'il existe pour un électron un vecteur $\vec{j}$ résultant de la composition des vecteurs $\vec{l}$ et $\vec{s}$, de même pour un atome ou un ion on peut concevoir la sommation séparée de tous les vecteurs $\vec{l}$ et $\vec{s}$ du système électronique donnant deux vecteurs $\vec{L}$ et $\vec{S}$ qui à leur tour se composent en un vecteur $\vec{J}$. On connaît à l'heure actuelle les valeurs de L, S et J pour la plupart des atomes et des ions et le tableau I les reproduit pour quelques éléments. Il semblerait donc que le moment magnétique d'un atome soit égal à J fois le moment élémentaire $\mu_B = he/4\pi m$, soit $J\ \mu_B$. En fait, le recoupement de résultats expérimentaux d'origine diverse montre que ce moment est :

$$\overrightarrow{MM_{tot}} = g\vec{J}\,\mu_B$$

où l'apparition de g, appelé « facteur spectroscopique », est justifié par la théorie de la Mécanique Ondulatoire. Sa valeur est généralement comprise entre 1 et 2. La valeur du rapport magnétomécanique d'un système électronique devient alors :

$$\gamma_{tot} = \frac{MM_{tot}}{MA_{tot}} = -\frac{gJ\,he/4\pi m}{J\,h/2\pi} = -\frac{ge}{2m}$$

Le théorème de Larmor dit que pour un atome dans un champ magnétique le mouvement des électrons

Tableau I (atome supposé isolé)

Symbole chimique	Numéro atomique	Formule électronique	L	S	J
H	1	$1\underline{s}$	0	0,5	0,5
He	2	$1s^2$	0	0	0
Li	3	$1s^2\ 2\underline{s}$	0	0,5	0,5
Be	4	$1s^2\ 2s^2$	0	0	0
B	5	$1s^2\ 2s^2\underline{p}$	1	0,5	0,5
.....	.....	.....	.....	.....	.....
Mn	25	$1s^2\ 2s^2p^6\ 3s^2p^6\ \underline{d^5}\ 4s^2$	0	2,5	2,5
Fe	26	$1s^2\ 2s^2p^6\ 3s^2p^6\ \underline{d^6}\ 4s^2$	2	2	4
Co	27	$1s^2\ 2s^2p^6\ 3s^2p^6\ \underline{d^7}\ 4s^2$	3	1,5	4,5
Ni	28	$1s^2\ 2s^2p^6\ 3s^2p^6\ \underline{d^8}\ 4s^2$	3	1	4

est le même qu'en l'absence du champ sous réserve de la superposition d'un mouvement de précession d'ensemble de fréquence angulaire $\Omega = -H \cdot ge/2m = -\gamma H$. Nous aurons donc :

$$\left|\frac{\gamma}{2\pi}\right| = f/H = ge/4\pi m \quad \text{exprimé en } c/s/\Phi.$$

La fréquence du mouvement de précession dépendra de la valeur du facteur g : $\gamma/2\pi = 1{,}4$ Mc/s/Φ pour $g = 1$ et 2,8 Mc/s/Φ pour $g = 2$. Nous savons que le phénomène de résonance n'est autre que l'entretien de ce mouvement de précession par un champ alternatif de fréquence f.

3. Conditions de la résonance des ferrites dans les guides d'onde.

Après ces considérations générales, nous allons restreindre le problème aux cations métalliques de la première série des éléments de transition qui interviennent dans la structure des ferrites. Nous préciserons d'abord la valeur du facteur spectroscopique de ces ions puis, après un bref rappel de la structure des ferrites magnétiques, nous définirons le « facteur g efficace » de ces composés qui permet de calculer leur rapport magnétomécanique. Enfin nous indiquerons les procédés de calcul du champ efficace et l'influence des conditions de frittage.

3.1. — Facteur spectroscopique.

Voyons d'abord comment on peut obtenir les valeurs des facteurs spectroscopiques g. Pour les ions métalliques qui nous intéressent dans les ferrites, les moments magnétiques orbitaux des systèmes électroniques sont presque complètement bloqués, de sorte que nous pouvons oublier l'existence des vecteurs $\vec{L}$ et ne retenir que les valeurs des vecteurs $\vec{S}$ dus à la composition des moments de spin de tous les électrons du groupe $3d$. La théorie laisse prévoir que dans les champs magnétiques faibles, comme ceux intervenant dans la mesure des susceptibilités ioniques, le moment magnétique total a pour expression :

$$(1) \qquad MM_{tot}\ g\ \sqrt{S\ (S+1)}\ \mu_B = p_{eff}\ \mu_B$$

Au contraire, dans un champ magnétique intense, le moment magnétique à saturation a pour expression :

$$(2) \qquad MM_{tot} = gS\ \mu_B$$

La quantité p_{eff} de la relation (1) peut être obtenue aisément puisqu'elle intervient dans l'expression de la susceptibilité ionique des ions paramagnétiques en solution :

$$(3) \qquad \varkappa_A = kP_a/d = N^2\ p^2_{eff}\ \mu^2_B/3\ RT$$

où $\varkappa_A$ est la susceptibilité magnétique atomique, k la susceptibilité magnétique en uém par cm³ ($k = I/H$), d la densité, P_a le poids atomique, N le nombre d'Avogadro, μ_B le magnéton de Bohr, R la constante des gaz parfaits et T la température absolue. On peut donc en tirer le facteur g connaissant la structure de l'ion. D'autre part, dans la relation (2) le moment magnétique peut être calculé en fonction de l'intensité d'aimantation à saturation ou de l'induction à saturation à condition de prendre les valeurs extrapolées à 0° K :

$$(4) \qquad \begin{cases} MM_{tot} = gS\ \mu_B = \dfrac{P_m\ I_s}{Nd_a} \text{ uém} \\ 4\pi\ I_s = B_s = (B-H)_{H=H_{sat}} \end{cases}$$

où P_m est le poids moléculaire et d_a la densité apparente. Cette relation se simplifie en [2] :

$$(5) \qquad B_s = 4\pi I_s = \text{env. } 7 \times 10^4 \, gS \frac{d_a}{P_m} \text{ gauss}$$

d'où l'on peut encore tirer la valeur de g, mais avec moins de précision qu'à partir des mesures de susceptibilités.

L'expérience montre que la première structure existe seulement lorsque l'ion Me^{2+} ne possède pas de moment magnétique, par exemple Zn^{2+}. Nous avons un seul sous-réseau d'ions magnétiques, le sous-réseau B, entre les ions duquel l'intégrale d'échange est nulle : la ferrite est donc *paramagnétique*. Par contre la seconde structure existe chaque fois que l'ion Me^{2+} possède un moment magnétique. Nous avons alors en effet deux sous-réseaux d'ions magnétiques entre lesquels existe une intégrale d'échange négative : la ferrite est donc *antiferromagnétique* mais, les deux moments n'étant pas égaux, il subsiste un moment résultant :

$$[M(Fe^{3+}) + M(Me^{2+})]_B - [M(Fe^{3+})]_A = M(Me^{2+})$$

Dans une ferrite magnétique simple possédant la structure inverse idéale, le moment à saturation est donc égal à celui de l'ion magnétique divalent, ainsi que le montre le tableau III qui se réfère aux valeurs du produit gS indiquées dans le tableau II.

Tableau II (ions du groupe du fer) d'après KITTEL

Nombre d'électrons	ions	groupe	L	S	$\sqrt{S(S+1)}$	p_{eff} exp.	g (1)	gS
18	Sc^{3+}, V^{5+}	d^0	0	0	0	diamagnétiques		
19	Sc^{2+}, Ti^{3+}, V^{4+}	d^1	2	0,5	0,86	1,8	—	—
20	Ti^{2+}, V^{3+}	d^2	3	1	1,41	2,8	(1,98)	(1,98)
21	V^{2+}, Cr^{3+}, Mn^{4+}	d^3	3	1,5	1,93	3,8	(1,97)	(2,95)
22	Cr^{2+}, Mn^{3+}	d^4	2	2	2,15	1,9	2,0	4,0
23	Mn^{2+}, Fe^{3+}	d^5	0	2,5	2,95	5,9	2,0	5,0
24	Fe^{2+}, Co^{3+}	d^6	2	2	2,15	5,4	2,2	4,4
25	Co^{2+}, Ni^{3+}	d^7	3	1,5	1,93	4,8	2,5	3,7
26	Ni^{2+}	d^8	3	1	1,41	3,2	2,3	2,3
27	Cu^{2+}	d^9	2	0,5	0,86	1,9	2,2	1,1
28	Cu^{+}, Zn^{2+}	d^{10}	0	0	0	diamagnétiques		

(1) Moments orbitaux supposés complètement bloqués.

Le tableau II donne les valeurs de L, S, de g obtenu à partir des mesures de susceptibilité, et du moment à saturation $M = gS$ exprimé en magnétons de BOHR pour les ions de la première série d'éléments de transition. On sait que ceux-ci possèdent plusieurs états d'ionisation possibles par échange d'électrons entre les niveaux $3d$ et $4s$ [3], et le groupement d'ions d'éléments voisins possédant une même composition du niveau incomplet est justifié par la règle de déplacement magnétique de KOSSEL.

3.2. — STRUCTURE DES FERRITES.

Nous allons voir maintenant de quelle manière ces ions sont disposés dans la structure spinelle caractéristique des ferrites et ce qu'il faut entendre par « ferrimagnétisme ».

Le Docteur WIJN, dans le remarquable exposé qu'il a fait il y a maintenant deux ans devant la Société des Radioélectriciens [4], avait rappelé la conception classique des ferrites comme composées de deux sous-réseaux d'ions A et B, situés respectivement dans les sites tétraédriques et octaédriques laissés par l'empilement compact des ions oxygène. La formule des ferrites simples $MeFe_2O_4$ peut alors s'écrire de deux manières différentes :

$(Me^{2+})_A \, (Fe_2^{3+})_B \, O_4$ normale

ou $(\overrightarrow{Fe^{3+}})_A \, (\overleftarrow{Me^{2+} Fe^{3+}})_B \, O_4$ inverse

Tableau III

ferrite	ion magn. divalent	gS calculé (tableau II)	gS expérimental WENT et GORTER
$MnFe_2O_4$	Mn^{2+}	5,0	5,0
$FeFe_2O_4$	Fe^{2+}	4,4	4,2
$CoFe_2O_4$	Co^{2+}	3,7	3,3
$NiFe_2O_4$	Ni^{2+}	2,3	2,3
$CuFe_2O_4$	Cu^{2+}	1,1	1,3

Tableau IV

$Zn\,Fe_2O_4$ % mol	$Ni\,Fe_2O_4$ % mol	formule développée sites A (tétr.) B (oct.)	moments résultants : calculé $\Sigma\,(gS)_B - \Sigma\,(gS)_A$	moments résultants : expérim. WENT-GORTER
0	100	$(Fe^{3+}_{1,0})_A\ (Ni^{2+}_{1,0}\ Fe^{3+}_{1,0})_B$	$5 + 2{,}3 - 5 = 2{,}3$	2,3
10	90	$(Zn^{2+}_{0,1}\ Fe^{3+}_{0,9})_A\ (Ni^{2+}_{0,9}\ Fe^{3+}_{1,1})_B$	$5{,}5 + 2{,}1 - 4{,}5 = 3{,}1$	2,9
30	70	$(Zn^{2+}_{0,3}\ Fe^{3+}_{0,7})_A\ (Ni^{2+}_{0,7}\ Fe^{3+}_{1,3})_B$	$6{,}5 + 1{,}7 - 3{,}5 = 4{,}7$	4,2
50	50	$(Zn^{2+}_{0,5}\ Fe^{3+}_{0,5})_A\ Ni^{2+}_{0,5}\ Fe^{3+}_{1,5})_B$	$7{,}5 + 1{,}1 - 2{,}5 = 6{,}1$	5,0

Passons maintenant aux ferrites complexes pour lesquelles deux possibilités sont à retenir : transition entre la structure inverse et la structure normale d'une part, changement de signe du moment résultant d'autre part. Ce dernier phénomène peut être provoqué soit par une variation de température, soit par une variation de composition.

En ce qui concerne la transition entre la structure inverse et la structure normale, l'exemple le plus connu est celui des ferrites mixtes de nickel/zinc (et de manganèse/zinc) qui constituent la plus grande part des ferrites magnétiques du commerce [5]. Le tableau IV montre comment le moment magnétique peut croître au début malgré la substitution d'un ion non-magnétique (Zn^{2+}) à un ion magnétique (Fe^{3+}). Mais la chute de la valeur du moment des ions des sites A tend à diminuer l'intégrale d'échange entre ions A et B et déjà pour 50 % de ferrite de zinc le moment résultant expérimental est nettement inférieur à la valeur calculée ; il chute rapidement pour les teneurs plus élevées [2].

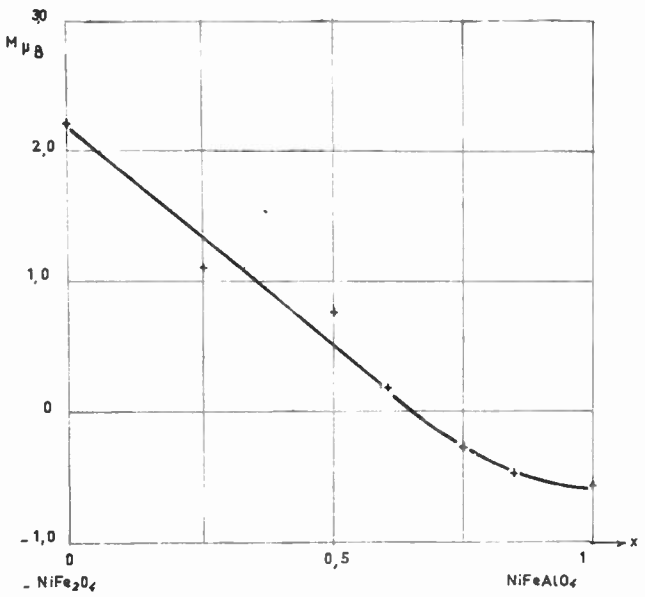


FIG. 2.

En ce qui concerne le changement de signe du moment résultant, l'influence de la température avait été indiquée par le Docteur WIJN auquel j'emprunte la figure 1 [4]. Le cas indiqué en *b* se présente par exemple dans la ferrite/chromite de lithium de formule développée :

$$(\overrightarrow{Li^{+}_{0,09}\ Fe^{3+}_{0,91}})_A\ (\overleftarrow{Li^{+}_{0,41}\ Fe^{3+}_{0,34}\ Cr^{3+}_{1,25}})_B\ O_4$$

pour laquelle le moment résultant change de signe à 38° C. L'influence de la composition est facile à concevoir, par exemple dans la ferrite/aluminate de nickel où l'on passe de la ferrite :

$$(\overrightarrow{Fe^{3+}})_A\ (\overleftarrow{Ni^{2+}\ Fe^{3+}})_B\ O_4$$

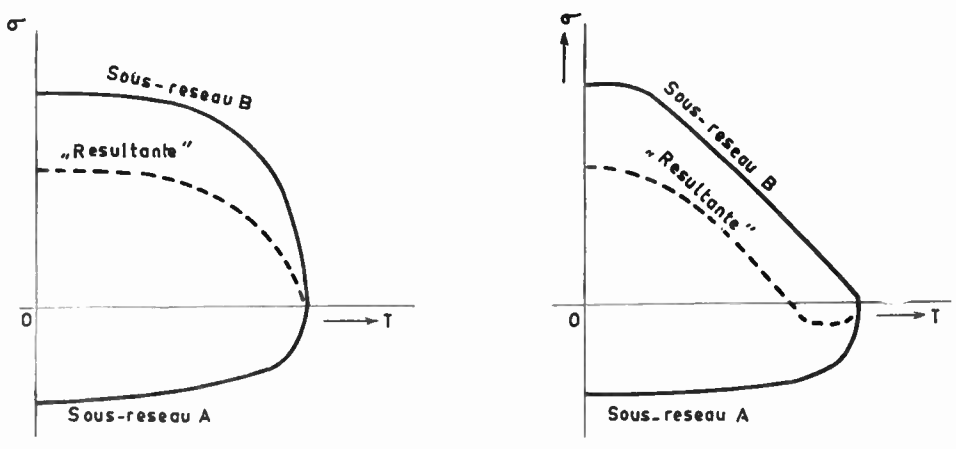


FIG. 1 — Aimantation à saturation résultant des aimantations opposées des deux sous-réseaux

à l'aluminate

$$\overrightarrow{(Al^{3+}_{0,76}\ Ni^{2+}_{0,24})_A}\ \overleftarrow{(Ni^{2+}_{0,76}\ Al^{3+}_{1,24})_B}\ O_4.$$

et pour laquelle la figure 2 est empruntée à MAXWELL & PICKART [6]. D'après GORTER, la composition correspondant au moment résultant nul, et qui dépend d'ailleurs fortement des conditions de frittage, serait voisine de $Ni\ Fe_{1,3}\ Al_{0,7}\ O_4$.

3.3. — FACTEUR g EFFICACE ET RAPPORT MAGNÉTOMÉCANIQUE.

Nous allons maintenant voir ce qu'il faut entendre par « facteur g efficace ». KITTEL [7] a démontré que chaque fois que les moments orbitaux étaient partiellement bloqués par les interactions dues au réseau cristallin, et nous savons qu'il en est ainsi dans les ferrites, le rapport magnétomécanique pouvait s'écrire à la résonance :

$$\gamma = \frac{ge}{2m} = \frac{\Delta MM_{spin} + \Delta MM_{orb}}{\Delta MA_{spin}}$$

ou, en remarquant que les variations des moments sont proportionnelles à leurs grandeurs absolues :

$$\gamma = \frac{ge}{2m} = \frac{MM_{spin} + MM_{orb}}{MA_{spin}}$$

et :
$$g = 2\,\frac{MM_{spin} + MM_{orb}}{\frac{e}{m}\,MA_{spin}} = 2\,\frac{MM_{spin} + MM_{orb}}{MM_{spin}} = 2\,\frac{M_{total}}{M_{spin}}$$

TUYA [8] et WANGNESS [9] ont repris ces résultats et, supposant que dans les ferrites les moments magnétiques des deux sous-réseaux restent rigoureusement anti-parallèles même pendant le mouvement de précession à la résonance, en ont déduit une expression valable pour un matériau ferrimagnétique :

$$(6) \qquad g_{eff} = 2\left|\frac{(M_{total})_A - (M_{total})_B}{(M_{spin})_A - (M_{spin})_B}\right|$$

Le facteur g ainsi obtenu n'a évidemment plus de relation directe avec les données spectroscopiques et il a reçu le nom de « facteur g efficace ». C'est le facteur g tel que le rapport magnétomécanique $\gamma = g_{eff}\ e/2m$ soit en accord avec la structure de la ferrite. On tire de l'expression (6), à 0°K :

$$g_{eff} = \left|\frac{\Sigma\,(gS)_A - \Sigma\,(gS)_B}{\Sigma\,S_A - \Sigma\,S_B}\right|$$

et c'est cette forme que nous utiliserons pour calculer la valeur de g_{eff} dans le cas de quelques ferrites.

Pour une ferrite simple possédant la structure inverse idéale, de même que nous avions trouvé précédemment que le moment magnétique résultant était égal au moment de l'ion magnétique divalent, nous voyons ici que le facteur g efficace de la ferrite se confondra avec le facteur spectroscopique g de l'ion divalent. Les moments des ions ferriques des sites A et B vont en effet se soustraire l'un de l'autre. La concordance entre les valeurs expérimentales de g fournies par les phénomènes de résonance et celles tirées des mesures de susceptibilité ionique est assez bonne.

Pour une ferrite complexe par contre, le facteur g efficace prend tout son intérêt. Prenons comme premier exemple le cas des ferrites mixtes de nickel et de zinc : à la formule générale $Ni_{1-x}Zn_xFe_2O_4$ correspond la formule ionique développée :

$$(Zn^{2+}_x\ Fe^{3+}_{1-x})_A\ (Ni^{2+}_{1-x}Fe^{3+}_{1+x})_B\ O_4$$

et, à 0° K :

$$g_{eff} = \frac{(1-x)\,2{,}3 + 2\times 5{,}0}{(1-x)\,1 + 2\times 2{,}5} = \frac{2{,}3 + 7{,}7\,x}{1 + 4\,x}$$

La figure 3 compare l'arc d'hyperbole obtenu avec les valeurs expérimentales de MILES [10]. Les écarts sont dus en partie à ce que, comme nous le verrons

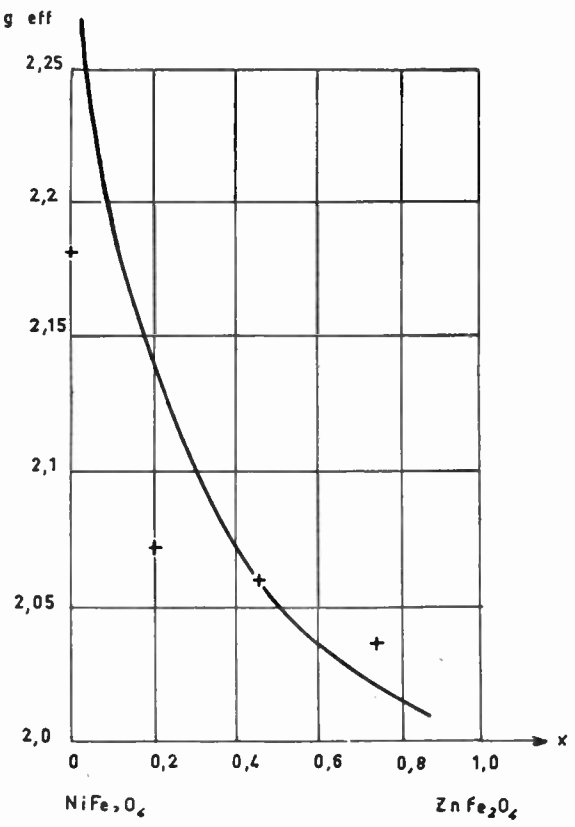


FIG. 3.

plus loin, g_{eff} diminue lorsque la température augmente : il est donc normal que l'expérience donne à l'ambiante des valeurs plus faibles. Dans le cas des fortes teneurs en zinc, la question est plus complexe car les conditions de frittage varient.

Nous prendrons comme deuxième exemple les ferrites/aluminates de nickel de formule générale $NiFe_{2-x}Al_xO_4$. Nous avons vu précédemment que dans ces composés le moment résultant pouvait passer du sous-réseau B au sous-réseau A lorsque la teneur en aluminium augmente à partir de zéro. A un moment donné, le moment magnétique total va donc s'annuler, *mais il n'y a pas de raison a priori pour que le moment résultant dû au spin seul (figurant au dénominateur de l'expression 6) s'annule exactement pour la même composition que le moment résultant total (figurant au numérateur de l'expression 6) où intervient pour une très faible part ce qui reste du moment orbital.* La relation

$$(6) \qquad g_{eff} = 2 \left| \frac{(M_{total})_A - (M_{total})_B}{(M_{spin})_A - (M_{spin})_B} \right|$$

montre alors que la variation du rapport des moments résultants en fonction de la teneur en aluminium affectera l'allure d'une hyperbole et que g_{eff} pourra prendre des valeurs très différentes de 2 quoique toujours positives. La figure 4, qui reproduit les résultats de Mac Guire [11], en fournit une excellente confirmation. Elle montre que le moment résultant

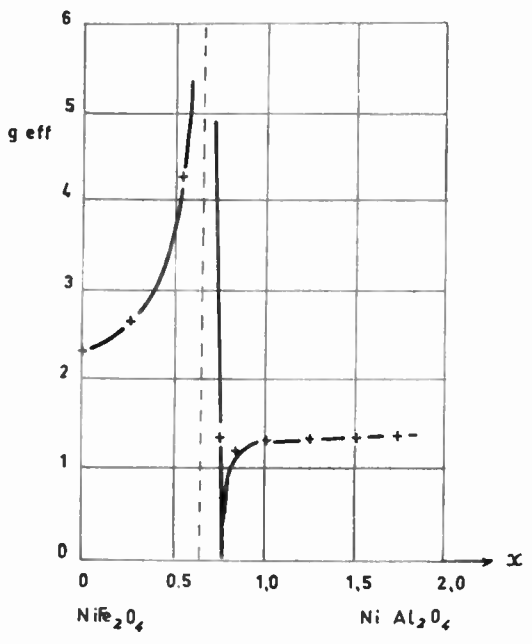


Fig. 4.

dû au spin seul s'annule pour une teneur en aluminium légèrement inférieure à celle qui annule le moment magnétique total. On peut obtenir exactement le même phénomène en annulant le moment résultant grâce à une élévation de température, par exemple, comme nous l'avons vu, en utilisant les ferrites/chromites de lithium. La figure 5 reproduit les résultats

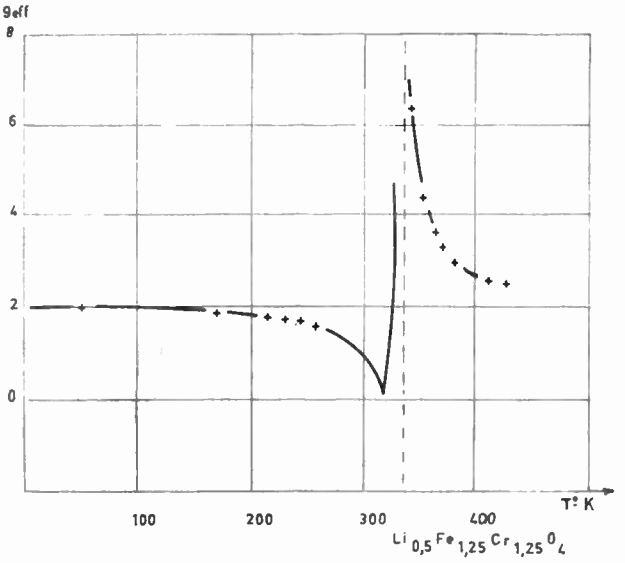


Fig. 5.

obtenus par Van Wieringen [12] pour des températures croissantes. On voit ici que le moment résultant dû au spin seul s'annule pour une température supérieure de 20° C environ à celle qui annule le moment magnétique total.

3.4. — Champ efficace et champ interne.

Après avoir détaillé ainsi la nature du rapport magnétomécanique γ de la relation fondamentale donnant la fréquence de résonance d'une ferrite, nous allons examiner maintenant la nature du « champ efficace » qui figure également dans cette relation.

Les premières expériences de résonance ferromagnétiques ont montré l'intervention de la forme de la pièce de ferrite et Kittel [13] en a mis au point la théorie : dans le cas général d'un ellipsoïde d'axes Ox, y, z, avec le champ magnétique continu dirigé suivant Oz et le champ magnétique hyperfréquence suivant Ox, la fréquence de résonance est donnée par:

$$2\pi f = \gamma \left(H_z + (N_y - N_z)\, I_z\right)^{1/2} \left(H_z + (N_x - N_z)\, I_z\right)^{1/2}$$

où Nx, Ny, Nz sont les facteurs démagnétisants de l'ellipsoïde suivant les axes Ox, y, z. Cette formule est valable pour une pièce de ferrite uniformément aimantée, c'est-à-dire dont une dimension au moins soit inférieure à la profondeur de pénétration de l'onde hyperfréquence. A titre indicatif, pour une ferrite de nickel/zinc de résistivité 10^4 ohms-cm, et de perméabilité 100, une onde de 30 000 Mc/s pénètre de 3 cm environ. La profondeur est sensiblement plus faible pour une ferrite de manganèse/zinc moins

résistante. On en tire dans les quelques cas intéressants en pratique des formules simples : pour une plaque mince contenant l'axe Oz, $N_x = N_z = 0$ et $N_y = 4\pi$,

$$H_{eff} = \sqrt{B_z H_z}$$

pour une plaque mince normale à l'axe Oz, $N_x = N_y = 0$ et $N_z = 4\pi$,

$$H_{eff} = H_z - 4\pi I_z$$

pour une sphère, $N_x = N_y = N_z = 4\pi/3$,

$$H_{eff} = H_z$$

pour un cylindre circulaire infini d'axe Oz, $N_x = N_y = 2\pi$ et $N_z = 0$,

$$H_{eff} = H_z + 2\pi I_z$$

Nous verrons tout à l'heure comment appliquer les formules relatives au plan et au cylindre aux différents cas qui se présentent dans les guides unidirectionnels. Dans les laboratoires de recherche pure, on utilise généralement des sphères de ferrites de l'ordre de grandeur du mm pour lesquelles, d'après Kittel, le champ efficace se confond avec le champ appliqué. C'est de cette manière qu'ont été mesurées les valeurs de g données plus haut et c'est dans ce cas que la vérification rigoureuse de la théorie de Kittel a été tentée. Elle a apporté quelques résultats surprenants : le rapport magnétomécanique, c'est-à-dire le facteur g efficace des ferrites, dépendrait de la dimension des sphères, de la température et de la fréquence de l'onde utilisée. L'influence de la dimension semble pouvoir être expliquée en fonction de la profondeur de pénétration de l'onde (figure 6 d'après Yager, Merritt & Guillaud [11]) : l'extrapolation pour une dimension nulle des résultats obtenus pour des sphères de différentes dimensions fournirait alors la valeur à retenir. Par contre les influences de la température et de la fréquence sont anormales et n'existent d'ailleurs pas dans les métaux et alliages ferromagnétiques.

Ces phénomènes ont été étudiés à fond à l'Université de Tokyo par Okamura [15]. Il a montré que le rapport magnétomécanique devenait indépendant de la fréquence si l'on ajoutait au champ appliqué un terme correctif qu'il a appelé « champ interne » :

$$2\pi f = \gamma (H_z + H_i)$$

De plus, si après avoir calculé H_i pour chaque fréquence de manière à obtenir un γ constant, on étudie l'influence de la température, on constate que l'on est amené à faire varier H_i en fonction de cette température pour conserver encore γ invariable. Le point intéressant est que la variation ainsi obtenue de H_i en fonction de la température est

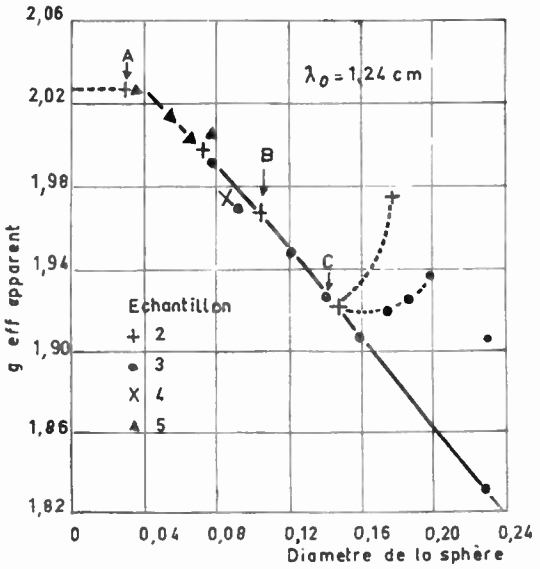


Fig. 6.

analogue à celle de l'intensité d'aimantation à saturation, de sorte que l'on peut mettre le champ interne d'Okamura sous la forme :

$$H_i = A + bI_s$$

Cette hypothèse est assez séduisante mais on ne voit pas très bien à l'heure actuelle quelle pourrait être la signification physique de ce terme correctif. Par ailleurs, les valeurs du facteur g efficace ainsi obtenues sont sensiblement plus faibles que celles données plus haut et ne se trouveraient donc plus en accord avec les valeurs tirées des mesures de susceptibilité ionique. Enfin, l'application de cette théorie au cas de la ferrite/aluminate de nickel conduit à un terme correctif nul pour toutes les compositions où le moment magnétique dominant se trouve dans les sites A, ce qui est assez curieux.

Quoi qu'il en soit, les formules de Kittel permettent toujours d'obtenir la fréquence de résonance avec une approximation suffisante pour les applications pratiques.

3.5. — Influence du frittage.

Passons maintenant à l'influence des conditions de frittage. Il existe très peu d'informations à ce sujet dans la littérature et une chose seulement paraît certaine : la largeur de la raie d'absorption à la résonance varie dans le même sens que la porosité du matériau. Ce résultat, obtenu tout d'abord par Beljers et ses collaborateurs [16] sur la ferrite mixte de nickel/zinc, est confirmé par les résultats

de KOJIMA [17] sur la ferrite mixte de manganèse/zinc. La figure 7 reproduit, d'après cet auteur, les valeurs du facteur g efficace et de la largeur de raie de la ferrite en fonction de la densité relative, c'est-à-dire le rapport pour cent de la densité apparente à la densité cristallographique.

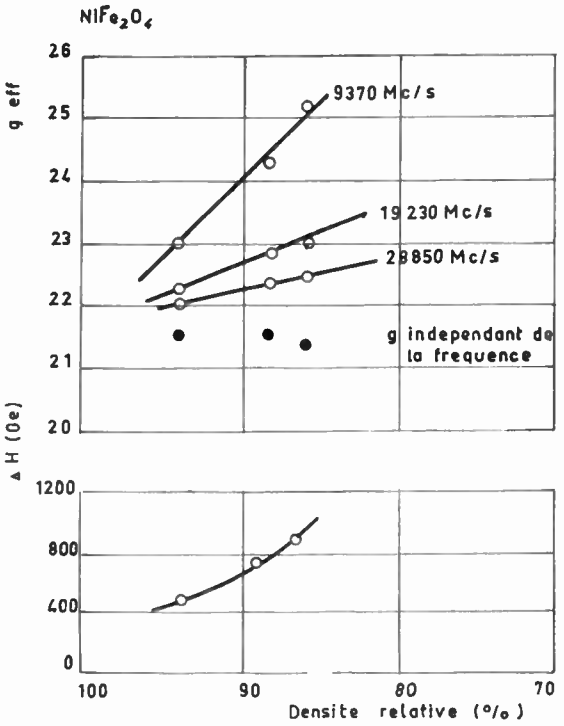


FIG. 7.

GORTER et Van VLECK [18] [19] ont montré que la largeur de raie doit augmenter quand l'intégrale d'échange entre les électrons des ions des sites A et B diminue, et nous pouvons supposer que ceci se produit lorsqu'il existe dans la céramique des régions où le réseau cristallin est imparfait. Il n'est donc pas impossible que la largeur de raie soit liée aux zones de transition existant entre les grains et, dans certaines conditions, l'importance de ces zones de transition peut décroître quand la densité apparente augmente. On voit sur le cliché que la dispersion du facteur g efficace en fonction de la fréquence diminue aussi avec la porosité. Il est donc possible que le champ interne défini précédemment soit également lié à l'existence de ces zones de transition [20], mais ce n'est là qu'une simple suggestion de notre part.

L'intérêt pratique de cette influence sur la largeur de raie est évident, car un guide unidirectionnel n'aura pas à fonctionner pour une fréquence donnée, mais pour une certaine bande de fréquences. Il convient donc souvent d'avoir une courbe de résonance la plus plate possible, et ce résultat sera atteint avec un matériau mal fritté.

4. Guides d'onde unidirectionnels.

Après avoir ainsi précisé tour à tour les facteurs influant sur la valeur du rapport magnétomécanique, celle du champ efficace et sur la largeur de raie à la résonance, nous allons examiner l'importance de ces différents facteurs dans la réalisation et l'utilisation des guides unidirectionnels. Nous utiliserons les formules précédentes pour en calculer les caractéristiques et il est bien évident que les résultats en seront approchés. Une loi fondamentale de la Physique dit que les accords à moins de 10 % entre la théorie et l'expérience sont généralement fortuits ! Mais il est souvent très précieux de pouvoir connaître d'avance à 10 % près un résultat sans avoir besoin pour cela de s'astreindre à une réalisation longue et coûteuse.

On sait qu'il existe deux types principaux de guides unidirectionnels, l'un fonctionnant au voisinage immédiat de la fréquence de résonance par absorption de l'onde retour par une lame de ferrite, et l'autre étant en fait un rotateur de FARADAY réglé pour une rotation de 15 degrés, et fonctionnant à une fréquence nettement supérieure à la fréquence de résonance. Nous nous intéresserons surtout au premier type, auquel appartient le guide sur 10 000 Mc/s construit en série par PHILIPS-INDUSTRIE.

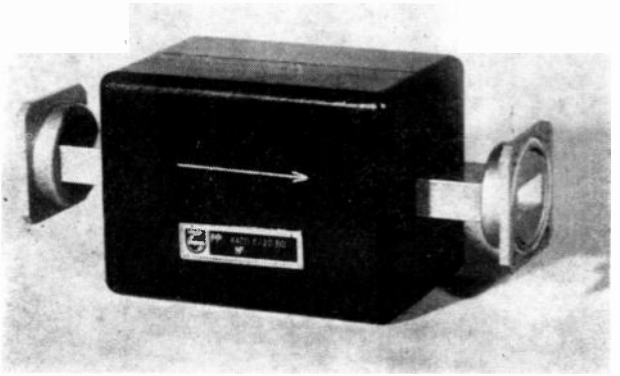


FIG. 8. — Guide unidirectionnel sur 10.000 MHz construit par la S.A. Philips (Cliché Philips Industrie).

4.1. — GUIDE A CHAMP TRANSVERSAL.

Rappelons brièvement le principe de ce guide unidirectionnel, déjà exposé par M. BENOIT : on sait que dans un guide d'onde rectangulaire de mode TE_{10} il existe deux plans perpendiculaires à l'axe Ox pour lesquels $H_x = \pm j H_y$ (figure 9), c'est-à-dire en chaque point desquels la propagation de l'onde crée un champ magnétique polarisé circulairement. Une lame mince de ferrite placée à peu près dans l'un de ces plans absorbera donc l'énergie transmise si la fréquence de l'onde correspond à la fréquence de résonance. Remarquons que le sens de polarisation du champ dans un de ces plans s'inverse avec la direction de propagation. Si la condition est remplie pour une direction, elle ne le sera plus pour la direction opposée, la direction du champ continu n'ayant pas varié.

Nous allons calculer la fréquence de fonctionnement d'un tel guide pour différents matériaux. Tout d'abord, considérons une ferrite mixte de nickel/zinc frittée à une température relativement basse. Prenons la composition 90% $Ni\,Fe_2O_4$ et 10 % $Zn\,Fe_2O_4$ pour laquelle nous avons trouvé plus haut

par le calcul $g_{eff} = 2{,}19$ soit $\gamma/2\pi = 3{,}07$ Mc/s/Φ. Par ailleurs :

$$I_z = \text{env.} \frac{7.10^4}{4\pi} gS \frac{d_a}{P_m} \quad (5)$$

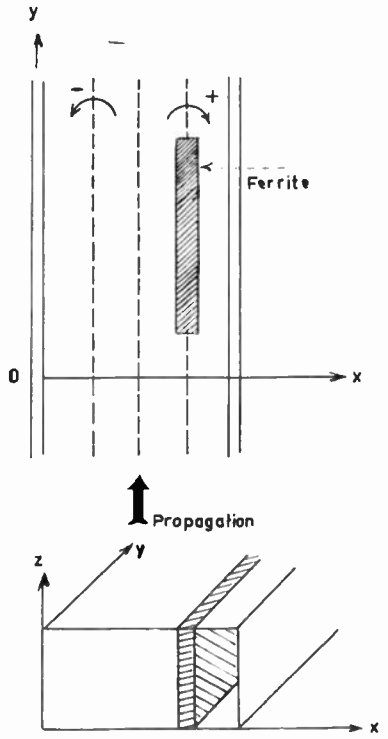


Fig. 9.

Nous avons vu que gS exp. $= 2{,}9\ \mu_B$ (tabl. IV). Si $d_a = 4{,}1$ et $P_m = 235{,}1$ nous trouvons $I_z =$ env. 280 gauss. Il s'agit en toute rigueur de l'aimantation à saturation à 0º K mais nous conserverons la même valeur à l'ambiante (le point de Curie de ce composé est de 465º C, soit $T_a/T_c = 0{,}4$). Pour le premier type de guide, nous nous trouvons dans le cas d'une plaque mince contenant l'axe Oz et la formule de Kittel est :

$$H_{eff} = \sqrt{B_z H_z}$$

L'ordre de grandeur du champ magnétique réalisable avec un circuit de fer doux contenant des aimants permanents céramiques par exemple en « Ferroxdure », est de 1 000 à 2 000 Φ. Pour un champ appliqué H_z de 1 500 Φ.

$$H_{eff} = \sqrt{1\,500\,(1\,500 + 4\pi\,280)} = 2\,750 \text{ oerstedts}$$

d'où $f = \frac{\gamma}{2\pi} H_{eff} = 3{,}07 \times 2\,750 = 8\,400$ Mc/s

Considérons maintenant un autre matériau, la ferrite/aluminate de nickel $NiFe_{2-x}Al_xO_4$, et calculons la fréquence de résonance pour deux compositions encadrant celle qui correspond à des valeurs indéterminées du facteur g_{eff}, c'est-à-dire $x = 0{,}7$. Le tableau V rappelle les caractéristiques de ces matériaux :

Tableau V

x	g_{eff} amb. Mc Guire (10)	$\gamma/2\pi$ Mc/s/Φ	$\Sigma gS_A - \Sigma gS_B$ après recuit E.W. Gorter.	T_cº C E.W. Gorter
0,5	4,2	5,9	0,45 μ_B	130
1,0	1,1	2,0	0,65 μ_B	198

Prenons $d_a = 4{,}3$ et $P_m = 219{,}9$ ($x = 0{,}5$) et 205,5 ($x = 1$) : le calcul de l'aimantation à saturation à 0º K, toujours d'après la relation (5), donne respectivement 49 ($x = 0{,}5$) et 76 gauss ($x = 1$). Compte tenu de l'étude faite par E.W. Gorter de la variation de I/I_0 fonction de T/T_c pour différentes valeurs de x, nous adopterons 47 et 38 gauss à l'ambiante. Pour le même champ appliqué que précédemment, le champ efficace sera :

$x = 0{,}5$ $H_{eff} = \sqrt{1\,500\,(1\,500 + 528)} = 1\,740$ oerstedts

$x = 1{,}0$ $H_{eff} = \sqrt{1\,500\,(1\,500 + 177)} = 1\,720$ oerstedts

d'où $x = 0{,}5$ $f = 5{,}9 \times 1\,740 = 10\,200$ Mc/s

$x = 1{,}0$ $f = 2{,}0 \times 1\,720 = 3\,400$ Mc/s

On remarque que la valeur de la fréquence de résonance dépend surtout ici de celle du facteur g_{eff}, étant donné la faible valeur de l'aimantation à saturation.

Lequel de ces deux matériaux – ferrite de nickel/zinc ou ferrite/aluminate de nickel – allons-nous préférer pour ce type de guide ? Il convient de noter que, l'énergie de l'onde retour étant absorbée par la lame de ferrite elle-même, celle-ci va s'échauffer. Donc, attention aux coefficients de température ! Nous avons vu au paragraphe précédent que l'influence de la température sur le champ interne correctif était analogue à celle qu'elle a sur l'intensité d'aimantation à saturation. L'hypothèse d'Okamura nous servant de fil directeur, nous prévoirons que l'influence de la température sur la fréquence de résonance sera plus faible pour les matériaux présentant une faible dispersion en fonction de la fréquence (matériaux à densité apparente élevée ainsi que matériaux à faible valeur de H_i tels que les ferrites/aluminates pour $x > 0{,}4$ [15]) et que pour les autres matériaux (poreux), cette influence sera d'autant plus faible que l'intensité d'aimantation à saturation sera moins élevée. Nous aurons donc intérêt pour ce type de guide à employer un matériau du type ferrite/aluminate de nickel de préférence à un matériau du type ferrite de nickel/zinc. En faisant varier la composition et le champ appliqué, nous pourrons obtenir des fréquences de résonance comprises entre 1 000 et 15 000 Mc/s environ.

4.2. — Guide a champ axial.

Passons maintenant au deuxième type de guide unidirectionnel. On sait qu'il consiste en une portion de guide d'onde circulaire comprise entre deux guides d'onde rectangulaires à 45 degrés l'un de l'autre (figure 10). La transmission d'une onde polarisée rectilignement ne peut s'y faire que si une rotation de 45 degrés de sens convenable a lieu dans la portion circulaire. La pièce de ferrite est ici utilisée

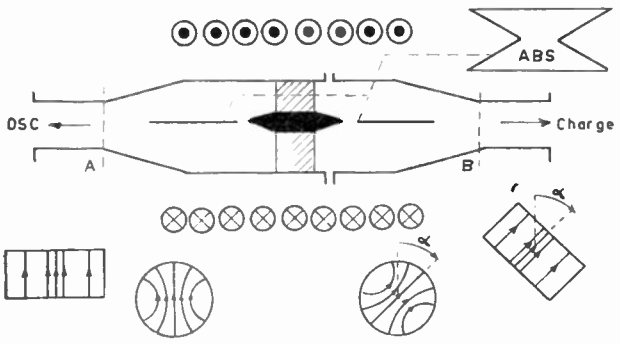


Fig. 10.

à des fréquences nettement supérieures à la fréquence de résonance et le champ est axial. La rotation subie dans ces conditions a été étudiée initialement par Hogan [21] avec un court cylindre de ferrite qui remplissait tout le guide d'onde. Pour le calcul de la fréquence de résonance, nous nous trouvons donc dans le cas d'une plaque mince normale à l'axe Oz et la formule de Kittel est :

$$H_{eff} = H_z - 4\pi I_z$$

Hogan a utilisé entre autres une ferrite mixte de manganèse/zinc de caractéristiques suivantes :

$B_s = 1\,500$ gauss, $g_{eff} = 2$ soit $\gamma/2\pi = 2{,}8$ Mc/s/Φ, H_z à la saturation = env. 2 000 Φ. La résonance se plaçait donc vers :

$$f = 2{,}8\,(2\,000 - 1\,500) = 1\,400 \text{ Mc/s}$$

Il a montré que si l'on était suffisamment loin de la résonance (il opérait à 9 000 Mc/s), la rotation subie par l'onde polarisée rectilignement devenait indépendante de sa fréquence, ainsi que de la valeur du champ appliqué (au-dessus de la saturation) et était donné par la relation :

$$\theta/l = \frac{B_s \gamma}{2c} \sqrt{\frac{|\varepsilon| + \varepsilon'}{2}} \text{ radians/cm}$$

Ainsi, pour la ferrite citée ci-dessus, $\varepsilon = 17 + j24$ et : $\theta/l = 2{,}11$ rad/cm = 121,2 degrés par cm.

L'expérience aurait – d'après Hogan – donné 123°/cm, ce qui est un accord remarquable.

La solution du disque de ferrite normal à l'axe n'a toutefois pas été retenue car elle requiert une adaptation délicate pour éviter les réflexions et entraîne une absorption non négligeable. Les guides du deuxième type utilisent un bâtonnet de ferrite de faible diamètre disposé axialement. La fréquence de résonance sera calculée dans ce cas à l'aide de la quatrième formule de Kittel :

$$H_{eff} = H_z + 2\pi I_z$$

Le champ appliqué qui peut être obtenu facilement à l'aide par exemple de quelques bagues circulaires aimantées placées autour du guide d'onde est évidemment beaucoup moins élevé que dans le cas précédent, et de l'ordre de 100 œrstedts. La valeur nécessaire dépend d'ailleurs de la perméabilité de la ferrite. Ainsi, en reprenant les matériaux déjà envisagés pour les guides du premier type, nous trouvons respectivement comme fréquence de résonance, pour un champ appliqué de 100 oerstedts :

— ferrite de Ni/Zn à 10 % de Zn :

$$f = 3{,}07\,(100 + 2\pi \times 280) = 5\,700 \text{ Mc/s}$$

— ferrite aluminate de Ni :

$$x = 0{,}5\,f = 5{,}9\,(100 + 2\pi \times 17) = 2\,290 \text{ Mc/s}$$

$$x = 1{,}0\,f = 2{,}0\,(100 + 2\pi \times 38) = 676 \text{ Mc/s}$$

Ces guides seront donc utilisables à partir de fréquences nettement supérieures. La relation de Hogan donnant la rotation par cm n'est toutefois plus valable et les rotations provoquées par de tels bâtonnets ont été étudiées par Van Trier [22]. Celui-ci a repris les calculs théoriques de Rado [23] et en a déduit dans le cas de bâtonnets de très faibles diamètres (0,5 mm et inférieurs) une expression de la rotation remarquable en ceci qu'elle ne fait pas intervenir la permittivité :

$$\theta/l \text{ rad/cm} = \text{env. } 1\,120\, r^2 \frac{\gamma I_z/2\pi f}{(\gamma I_z/4\pi f)^2 - 1} \text{ cgsém}$$

soit, pour les fréquences élevées,

$$(7) \quad \theta/l \text{ rad/cm} = \text{env. } 1\,120\, r^2 \gamma I_z/2\pi f \text{ cgsém}$$

Cette relation a toutefois peu d'intérêt dans la pratique en raison des difficultés auxquelles se heurte la réalisation de bâtonnets de ferrite d'aussi faibles diamètres. D'après les résultats publiés par Van Trier sur des bâtonnets de divers diamètres, compositions et aimantations à saturation, il semble que l'on puisse proposer la formule empirique

$$(8) \quad \theta/l \text{ °/cm} = \frac{\gamma I_z}{2\pi f}\,(A\ 10^r + B)$$

Si r est exprimé en mm, $\gamma/2\pi$ en Mc/s/Ø, I_z en

gauss et f en Mc/s, les valeurs des constantes sont de l'ordre de

$$A = 36{,}7 \quad \text{et} \quad B = -88$$

Il ne peut évidemment s'agir que d'une formule approchée puisque la permittivité du matériau n'est plus négligeable lorsque le diamètre du bâtonnet augmente, La présence de pièces diélectriques destinées à faciliter l'adaptation modifie d'ailleurs les résultats.

Nous allons chercher, pour les trois matériaux déjà envisagés, quelle longueur devrait avoir un barreau de 1 mm de diamètre soumis à un champ axial le saturant pour entraîner une rotation de 45 degrés. Nous supposerons $f = 21\,000$ Mc/s, fréquence employée par Van Trier pour la majorité de ses expériences, et nous utiliserons la relation empirique approchée (8).

$$l = \text{env.} \frac{38\,700}{\gamma/2\pi \text{ Mc/s}/\text{Ø} \times I_z \text{ gauss}} \quad \text{cm}$$

— ferrite de Ni/Zn à 10 % de Zn :

$$l = 38\,700/3{,}07 \times 280 = \text{env. } 15 \text{ cm}$$

— ferrite/aluminate de Ni :

$$x = 0{,}5 \; l = 38\,700/5{,}9 \times 17 = \text{env. } 1{,}10 \text{ m}$$
$$x = 1{,}0 \; l = 38\,700/2{,}0 \times 38 = \text{env. } 5{,}10 \text{ m}$$

Ces ordres de grandeur nous montrent immédiatement la nécessité, pour ce type de guide, d'utiliser des ferrites à intensité d'aimantation élevée telles que la ferrite mixte de Ni/Zn (comme il n'y a pas ici risque d'échauffement important, le coefficient de température est tolérable), ainsi que les diamètres supérieurs au mm afin de réduire la longueur à quelques cm (cette obligation est d'autant plus marquée que la fréquence d'utilisation est plus élevée, mais apparaissent alors des modes parasites qui altèrent la polarisation rectiligne de l'onde).

Conclusion.

Le domaine de la résonance magnétique des ferrites aux hyperfréquences constitue un exemple remarquable de recherche fondamentale qui ne semblait pas comporter au début d'application pratique possible. Aujourd'hui pourtant les guides unidirectionnels sont utilisés dans de nombreuses installations telles que radars et relais hertziens.

On peut regretter toutefois que le souci trop fréquent en France d'un amortissement rapide des crédits privés investis dans la recherche ait empêché nos laboratoires industriels d'apporter dans ce domaine la contribution dont ils étaient certainement capables.

BIBLIOGRAPHIE

Le lecteur désireux d'approfondir le sujet pourra revoir les connaissances générales sur l'état solide avec :

G. Darmois. Le corps solide. *Presses Univ.*, Paris, 1955,
et consulter plus particulièrement sur les théories du magnétisme, et le phénomène de résonance ferromagnétique :

L.F. Bates. Modern magnetism. *Cambridge Univ. Press*, Cambridge 3e éd., 1951.

Ch. Kittel. Introduction to solid state physics. *John Wiley & Sons*, New York, 1953,
et sur la structure des ferrites :

J.L. Snoek. New developments in ferromagnetic materials. *Elsevier Publ. Cy*, Amsterdam, 1949.

E.W. Gorter. Saturation magnetization and crystal chemistry of ferrimagnetic oxides. *Thèse, Univ. Leyde*, 1954, publié ultérieurement dans *Philips Res. Rep.* (PB).
ainsi qu'un remarquable travail de compilation dû à :

K.H. Reich. Die Theorie der ferromagnetischen Resonanz und die Ergebnisse ihrer experimentellen Untersuchung. *Z. angew. Phys.* (Dtschl.), 6, 7 p. 326-338, juillet 1954.

Nous nous référons en outre aux publications suivantes :

[1] Benoit J., *Onde Electrique* (Fr.). Voir page 499 du présent numéro

[2] Went J.J. & E.W. Gorter. The magnetic and electrical properties of ferroxcube materials. *Philips Techn. Rev.* (PB), 13, 181, janvier 1952.

[3] Suchet J., Céramiques d'oxydes semi-conducteurs. *Bull. Soc. Fr. Electr.* (Fr), 5, 274, mai 1955.

[4] Wijn H.P.J., Quelques propriétés physiques des ferrites. *Onde Electrique* (Fr), 24, 418, mai 1954.

[5] Suchet J., Les matériaux céramiques. Mise au point technique et bibliographique. *Onde Electrique* (Fr), 34, 460, mai 1954.

[6] Maxwell L.R. & S.J. Pickart. *Phys. Rev.* (US), 92, 1120, 1953.

[7] Kittel Ch. On the gyromagnetic ratio and spectrocopic splitting factor of ferromagnetic substances. *Phys. Rev.* (US), 76, 743, 15 sept. 1949.

[8] Tuya N., *Prog. Theoret. Phys.*, 7, 263, 1952.

[9] Wangness R.K., *Phys. Rev.* (US), 91, 1085, 1954.

[10] Miles P.A., Ferromagnetic resonance in ferrites. *Nature* (GB) 174, 177, 24 juill. 1954.

[11] Mac Guire J.R., Microwave resonance absorption in nickel ferrite-aluminate. *Phys. Rev.* (US), 93, 682, 15 fév. 1954.

[12] Van Wieringen J.S., *Phys. Rev.* (US), 90, 488, 1953.

[13] Kittel Ch., On the theory of ferromagnetic resonance absorption. *Phys. Rev.* (US), 73, 155, 15 janv. 1948.

[14] Yager W.A., F.R. Merritt & C. Guillaud. *Phys. Rev.* (US), 81, 477, 1951.

[15] Okamura T., Resonance absorption in ferrites. *Sci. Rep. R.I.T.U Ser. A* (Jap), 6, 89, fév. 1954.

[16] Beljers H.G., W.J. Wandelindt & J.J. Went. A new point of view on magnetic losses in anisotropic bars of ferrite at ultra-high frequencies. *J. Appl. Phys.* (US), 22, 1506, déc. 1951.

[17] Kojima Y., The g-factor of ferromagnetic spinels. *Sci. Rep. R.I.T.U. Ser. A* (Jap), 6, 614, déc. 1954.

[18] Gorter, C.J. et J.H. Van Vleck, *Phys. Rev.*, (US), 72 1128, 1947.

[19] Van Vleck J.H., *Phys. Rev.* (US), 74, 1168, 1948.

[20] Suchet J., Structures granulaires à couche superficielle dans les céramiques à base d'oxyde de fer. *J. Phys. Rad.* (à paraître).

[21] Hogan C.L., The ferromagnetic Faraday effect at microwave. frequencies and its applications. The microwave gyra or, *B.S.T.J* (US), 31, 1 janv. 1952.

[22] Van Trier A.A.Th.M., Guided electromagnetic waves in anisotropic media. *Appl. Sci. Res., Sect. B*, (US), 3, 305, 1954.

[23] Rado G.I., *Phys. Rev.* (US), 89, 529, 1953.

N.B. — Je tiens à remercier mes collègues des laboratoires de la N.V. Philips à Eindhoven pour leurs critiques bienveillantes et leurs suggestions.

LES ÉQUIPEMENTS DE RADIOCOMMUNICATIONS A BANDE LATÉRALE UNIQUE

PAR

J. L. DELVAUX

Ingénieur en Chef
à la Cie Française Thomson-Houston

ET

M. BYK

Ingénieur à la Division Technique
du Groupe Electronique
de la Cie Française Thomson-Houston

I. — Principe et caractéristiques essentielles des systèmes de communications à bande latérale unique (B L U)

On sait que les ondes modulées en amplitude par les émetteurs courants de radiodiffusion ou de télécommunications constituent un système à double bande latérale qui comprend essentiellement trois composantes :

– une onde porteuse d'amplitude constante, disposée au milieu du spectre de fréquence occupé par l'onde émise,

– une bande latérale inférieure, couvrant une étendue de 3 à 15 kc/s au-dessous de l'onde porteuse,

– une bande latérale supérieure, couvrant une étendue de 3 à 15 kc/s au-dessus de l'onde porteuse.

Dans l'une et l'autre bandes latérales, on retrouve des composantes qui se correspondent respectivement et qui constituent des couples. A une composante donnée du signal modulateur, c'est-à-dire du signal de basse fréquence représentant le message, parole ou musique, que l'on désire transmettre, correspondent dans le spectre de l'émission deux composantes de même amplitude disposées symétriquement par rapport à la fréquence de l'onde porteuse, l'une dans la bande inférieure et l'autre dans la bande supérieure. L'écart de fréquence entre chacune des composantes et l'onde porteuse est égal à la fréquence de la composante de basse fréquence considérée.

Une telle onde modulée en amplitude reçue dans un récepteur courant est amplifiée et appliquée à un détecteur dans lequel l'onde porteuse bat avec chacune des bandes latérales, produisant ainsi deux jeux identiques de composantes de basse fréquence (B.F.). Du fait des relations de phase qui existent dans l'onde modulée en amplitude, ces composantes de B.F. s'ajoutent deux à deux pour constituer le signal B.F. résultant qui apparaît à la sortie du récepteur.

Il résulte de l'exposé que l'on vient de donner que la totalité de l'« information » transmise par l'onde modulée en amplitude se trouve incluse dans chacune des bandes latérales. On conçoit qu'il pourra suffire de recevoir une seule de celles-ci (peu importe d'ailleurs que ce soit la bande inférieure ou la bande supérieure). Pour cela, il suffira bien évidemment de transmettre une seule bande latérale et précisément celle que l'on a l'intention de recevoir. On aura dès lors réalisé un système dans lequel une seule des bandes latérales est émise et reçue, c'est-à-dire un système à bande latérale unique (B.L.U.).

WRH

Dans le cas de réception d'une onde à B.L.U., l'onde porteuse locale peut avoir une phase quelconque par rapport à celle de l'onde porteuse originelle et même une phase constamment variable, ce qui revient à dire que la fréquence de l'onde porteuse servant à démoduler le signal reçu peut être légèrement différente de la fréquence de l'onde porteuse qui a été modulée dans l'émetteur. Il n'est donc pas nécessaire de transmettre l'onde porteuse et il est en tout cas absolument inutile de la transmettre avec l'amplitude qu'elle aurait eue dans un système à double bande latérale. En fait, dans certains systèmes, l'onde porteuse est virtuellement supprimée. Dans d'autres systèmes, on la transmet avec une amplitude réduite, ou bien encore on transmet avec une amplitude réduite un signal pilote, de fréquence différente de la fréquence de l'onde porteuse.

Dans une émission à bande latérale unique et porteur réduit ou supprimé, presque toute la puissance HF produite dans l'émetteur apparaît sous forme de signaux de bande latérale, sans que l'on perde de puissance à produire en permanence une onde porteuse de grande amplitude. Dans un émetteur à double bande latérale, cette onde porteuse est toujours présente pendant les périodes d'émission, que l'on parle ou non, d'où il résulte une consommation soutenue inévitable : par contre, la puissance de crête de l'onde à bande latérale unique n'est atteinte que fugitivement. La puissance moyenne absorbée suit le rythme de la parole et tombe à une faible valeur entre les syllabes. Le surcroît de consommation dû à la présence permanente d'une onde porteuse ou d'un signal pilote d'amplitude réduite est relativement faible.

On peut dès maintenant se rendre compte des avantages que présentent les communications par bande latérale unique sur celles par onde à double bande latérale. On voit déjà que la largeur du spectre de l'émission est réduite sensiblement de moitié, ce qui permet d'introduire un plus grand nombre d'émissions dans une bande de largeur donnée.

Considérons maintenant le signal reçu par un récepteur approprié. On caractérise la qualité de ce signal par le rapport signal/bruit. Ce rapport est, toutes autres choses étant égales, d'autant plus élevé que le champ électromagnétique établi par l'émetteur au lieu de réception est plus intense. Les conditions de propagation étant supposées invariables, ce champ sera d'autant plus grand que la puissance de l'émetteur sera plus grande.

Pour comparer la transmission par onde à double bande latérale et par onde à bande latérale unique, on se placera dans les deux cas sur la même fréquence, et dans les mêmes conditions de propagation. On démontre alors que l'on obtient le même rapport signal/bruit en B.L.U. avec un émetteur de puissance de crête P et en double bande avec un émetteur de puissance de crête 8 P, soit dans ce dernier cas une puissance sur l'onde porteuse égale à 2 P.

Le simple énoncé de ces valeurs fait bien ressortir l'économie considérable que procure l'emploi du procédé à B.L.U. En B.L.U., la puissance radioélectrique produite par l'émetteur varie par exemple entre $\frac{1}{100}$ P dans les silences, là où l'onde porteuse réduite ou le signal pilote sont seuls présents, et P dans les pointes de modulation.

Au contraire, dans le système à double bande donnant le même rapport signal/bruit à la réception, la puissance produite est 2 P pendant les silences, et 3 P pendant une période soutenue de modulation à 100 %. La puissance moyenne sur une conversation normale sera environ de $\frac{1}{3}$ P dans le premier cas, et de $\frac{7}{3}$ P dans le second cas, soit sept fois plus dans le cas de l'onde à double bande que dans le cas de la B.L.U. Les puissances consommées présenteront un écart moindre entre elles, mais il subsistera encore un net avantage pour le matériel à B.L.U.

La comparaison ci-dessus a été faite dans le cas de propagation normale, pour l'un et l'autre système. Il se trouve que l'avantage de la B.L.U. est encore accru lorsque la propagation devient moins bonne, en particulier lorsqu'apparaissent des évanouissements du type dit « sélectif ». A ce moment, le signal à double bande subit une détérioration considérable par rapport à celle que subit le signal à B.L.U., ce qui fait que la communication reste beaucoup plus longtemps intelligible et utilisable avec ce dernier procédé.

Les avantages que l'on vient d'exposer justifient donc pleinement la tendance si marquée actuellement à développer les communications en ondes décamétriques à B.L.U.

II. — Conception des équipements simplifiés à bande latérale unique

On connaît les équipements de grand trafic à bandes latérales indépendantes (B.L.I.) qui conviennent à la transmission de trois ou quatre communications simultanées.

Un trafic d'une telle densité ne se conçoit qu'entre des centres importants séparés par de grandes distances.

Le prix d'un ensemble émetteur et récepteur à B.L.I. est la somme des prix des deux éléments suivants :

– l'équipement d'élaboration des bandes latérales indépendantes à l'émission ainsi que le récepteur,

– la partie purement radio-électrique de l'émetteur.

Le premier poste se maintient sans modification lorsqu'on fait varier la puissance de l'émetteur. Il représente par lui-même une somme assez élevée. Au contraire, le second poste varie avec la puissance de l'émetteur et dans le même sens. Si donc l'on entreprend de réaliser des ensembles à B.L.I. de puissance de plus en plus faible, on arrive assez vite à ce que le prix de second poste devienne négligeable

devant le prix du premier, ce qui correspond à une formule économiquement déséquilibrée, et à un prix global ridiculement élevé par rapport à la puissance de l'émission. En fait et pour cette raison, on peut difficilement justifier la réalisation d'ensembles à B.L.I. au standard international pour des puissances inférieures à 100 W et il vaut mieux s'en tenir, en fait, à une puissance égale ou supérieure à 1 kW.

La technique couramment pratiquée exclut donc du bénéfice des avantages des communications par ondes à bandes latérales indépendantes les liaisons qu'une puissance réduite à l'émission suffirait à assurer. Il a paru avantageux d'étendre à ces liaisons la technique de la bande latérale unique (B.L.U.) et la C.F.T.H. a poursuivi depuis une dizaine d'années des études en vue d'atteindre cet objectif.

Ces études ont abouti à la création depuis quatre ans de divers types d'équipements dont les essais ont donné des résultats très satisfaisants.

On peut rappeler qu'entre temps, certains amateurs américains ont procédé à des essais en B.L.U. à faible puissance mais en s'appuyant sur une technique différente de celle adoptée par C.F.T.H.

Dès le début de l'étude, il parut évident que le résultat recherché ne pouvait être obtenu qu'en réduisant considérablement le premier poste de dépense mentionné plus haut.

Dans ce but, on commença par limiter à une le nombre des voies téléphoniques Cette limitation ne présente aucun inconvénient, car la mise à disposition d'une voie suffit largement dans le cas d'un équipement simplifié.

Dans l'étape suivante, on reprit l'examen d'un élément très important et très coûteux, c'est-à-dire le dispositif de réglage automatique de fréquence. Sur ce point, il parut très vite qu'il fallait abandonner la technique utilisée en B.L.I. En effet, à mesure que la puissance de l'émetteur diminue, il devient de plus en plus difficile d'utiliser efficacement un porteur réduit, et la technique valable pour la réception d'émetteurs à B.L.I. de 2 à 40 kW ne peut convenir si la puissance de l'émetteur tombe à quelques dizaines de watts. De plus, comme la largeur du filtre de porteur utilisé en B.L.I. n'est que de 50 Hz environ, il faut une intervention de l'opérateur qui amène, manuellement, au début du service, la fréquence de l'onde reçue à tomber dans la bande passante du filtre : après cela le dispositif automatique entre en jeu et maintient l'accord convenable.

On peut ici remarquer que si la stabilité des émetteurs et récepteurs était telle que l'onde reçue tombe dans les limites du filtre de porteuse, le problème serait résolu sans qu'il y ait besoin d'un dispositif automatique de réglage de fréquence, car l'erreur maximum de reconstitution du signal B.F. serait alors de 25 Hz ce qui suffit amplement dans le cas de téléphonie commerciale. Mais en fait, si l'on veut que la synchronisation s'effectue automatiquement, il faut que la largeur de la voie « porteuse » passe à 500 ou 1 000 Hz. De ce fait seul, la puissance de bruit est multipliée par 10 ou 20 et comme la puissance du porteur réduit a été elle-même divisée par 100 ou même davantage, le rapport signal/bruit dans la voie porteuse tombe à des valeurs trop basses pour que le système d'accord automatique fonctionne. Même si on utilise une technique de porteur flottant, où l'amplitude de celui-ci varie en sens inverse de celle de la modulation, de manière à opérer à crête quasi-constante, on ne retrouve pas un fonctionnement satisfaisant car l'élargissement de la bande augmente beaucoup le danger de « capture » du système automatique d'accord par une émission parasite ou un brouilleur. Incidemment, l'exploitation à crête constante fait perdre un avantage fondamental du système à B.L.U., qui est l'économie de consommation d'énergie.

On avait reconnu très tôt que l'emploi d'oscillateurs stables et entièrement indépendants à l'émission et à la réception constituerait une solution idéale et on s'attacha à la rendre possible. A priori, cela paraissait improbable car les fabricants de quartz refusaient de garantir une stabilité supérieure à 10^{-4} pour leurs cristaux ce qui donnait, à 10 MHz, une erreur de restitution du signal de 1 000 à 2 000 Hz alors que les clauses internationales exigeaient une erreur inférieure à 20 Hz. Un tel écart semblait impossible à combler.

Sans se laisser décourager, les services techniques de la C.F.T.H., s'attaquèrent au problème. Ils mirent d'abord en évidence le fait que l'on pouvait tolérer sans perdre d'intelligibilité des écarts beaucoup plus grands que les 20 Hz exigés par les normes en vigueur en B.L.I. Même pour un écart de 100 Hz, le naturel est perdu mais non l'intelligibilité, car pour détruire celle-ci, il faut aller bien au-delà de 200 Hz. On décida donc d'admettre des écarts de 50 Hz pouvant atteindre 100 Hz exceptionnellement dans le cas où l'émetteur et le récepteur auraient dérivé en sens contraire. Ces chiffres correspondaient encore à une stabilité de 10^{-5} à 5 MHz et de 5.10^{-6} à 10 MHz stabilités que les fabricants de quartz ne voulaient pas garantir. Mais il n'était pas interdit de penser que des stabilités supérieures aux chiffres garantis par les fabricants de quartz pourraient être obtenues en service, à condition de perfectionner les oscillateurs et d'éliminer l'erreur de calage. Pour s'en assurer, il y avait donc lieu de procéder à des essais de fonctionnement dans des conditions voisines de celles de l'exploitation envisagée. Afin d'éliminer l'erreur de calage, on disposa les équipements de manière à permettre une synchronisation facile par envoi de l'onde porteuse (normalement supprimée) dans le but de la comparer à celle produite localement dans le récepteur : un simple « œil magique » permit de régler au battement nul au début du service, après que les quartz eurent pris leur température de régime. On constata alors en fait que moyennant l'emploi de circuits d'entretien spéciaux et améliorés, les stabilités désirées pouvaient être assurées.

On obtint ainsi une solution élégante et sûre du problème de la démodulation en B.L.U. à faible puissance, tout en réduisant le coût du récepteur par la suppression de tout système de réglage automatique de fréquence. Il peut être intéressant de

signaler que dans un cas particulier d'exploitation sur une fréquence voisine de 3 MHz, le réglage s'est maintenu sans retouche pendant toute une année. Même à des fréquences de 15 ou 20 MHz, on n'a pas besoin de retoucher souvent la fréquence du quartz récepteur et, même dans le cas où elle devient nécessaire, l'opération correspondante ne prend que quelques secondes.

Le fait que la démodulation de l'onde reçue s'effectue dans le récepteur par un signal stable de grande amplitude, produit localement et exempt de toutes les vicissitudes de la propagation, permet d'obtenir une liaison satisfaisante avec des valeurs extrêmement faibles de signal reçu. Pour les mêmes valeurs, un signal à double bande serait inutilisable car la porteuse servant à démoduler serait elle-même très faible et affectée par le bruit de fond. Il résulte de ce fait une supériorité du système à B.L.U. sur celui à double bande, qui est très supérieur aux 9 dB théoriques, ce qui a été confirmé par les résultats d'exploitation des équipements en service.

On trouvera plus loin la description de divers équipements C.F.T.H. simplifiés à B.L.U. Qu'il suffise ici de dire que certains produisent un signal réduit à la seule bande latérale, tandis que d'autres produisent un signal dans lequel on a ajouté un « pilote » d'amplitude en principe constante. On peut manipuler télégraphiquement ce pilote, par le procédé du déplacement de fréquence (« frequency shift keying, F.S.K. » ou régime F 1). sans perturber le signal téléphonique ni la fonction de réglage automatique de gain du récepteur que ce signal pilote permet d'assurer.

En vue de développements futurs, la C.F.T.H. continue l'étude de ce système dans le but de l'adapter à des communications entre engins mobiles ou entre engins mobiles et stations fixes. La première application, très intéressante du fait de l'économie de consommation qui en résulte, concerne des équipements mobiles fonctionnant dans la bande 30-40 MHz . Une autre application, encore plus fructueuse, concerne des équipements permettant d'assurer en HF les communications à grandes distances entre avions et sol.

La puissance d'un équipement de bord en HF (ondes décamétriques) est limitée par la tension maximum que peut supporter l'antenne sans effluver. Le procédé de la B.L.U. permet, dans le cadre de cette limitation, d'augmenter notablement l'efficacité de la liaison sans aggraver la consommation, ce qui permettrait à un avion d'entrer en communication avec sa base à des distances de plusieurs milliers de kilomètres. Les milieux aéronautiques commencent d'ailleurs à reconnaître l'avantage de l'emploi de la B.L.U. pour les liaisons en HF à grande distance, les équipements en ondes métriques et en ondes décimétriques assurant les liaisons à petite et moyenne distance. Les avantages du procédé C.F.T.H. de B.L.U. simplifiée ont été exposés au Congrès de l'I.A.T.A. (Copenhague, mai 1952) et ont retenu l'attention des congressistes tant français qu'étrangers.

III. — Description de quelques équipements

Nous décrivons ci-dessous divers types de matériels simplifiés à B.L.U. mis au point par la Compagnie Française Thomson-Houston.

– Pour le fonctionnement en alternat avec combiné (alternat par pédale ou alternat automatique à la voix) :

ÉMETTEUR RÉCEPTEUR TH 861, dont l'émetteur a une puissance de crête de 10 W environ.

– Pour le fonctionnement en duplex, avec possibilité de raccordement à un réseau téléphonique :

ÉMETTEUR TH 863, d'une puissance de crête de 50 W environ,

AMPLIFICATEUR TH 911, d'une puissance de crête de 400 W environ,

RÉCEPTEUR TH 861.

Emetteur récepteur TH 861

1) Considérations générales sur l'émetteur-récepteur TH 861.

L'ensemble émetteur-récepteur à bande latérale unique, type TH 861, est destiné à l'établissement de liaisons radiotéléphoniques et radiotélégraphiques entre deux stations fixes ou mobiles, dont la distance peut atteindre quelques centaines de kilomètres.

Le trafic s'effectue dans les deux sens sur une même fréquence et la liaison est exploitée en alternat manuel ou automatique.

La gamme d'utilisation s'étend de 3 à 12 MHz. La fréquence de fonctionnement est obtenue à partir d'un oscillateur à quartz et de circuits préréglés interchangeables contenus dans des boîtiers munis de broches de contact. Le changement de cette fréquence pour une autre fréquence préparée (avec blocs d'accord déjà préréglés et quartz préchauffé) est très rapide (il peut être effectué en moins d'une minute).

2) Description de l'émetteur-récepteur TH 861 A et B.

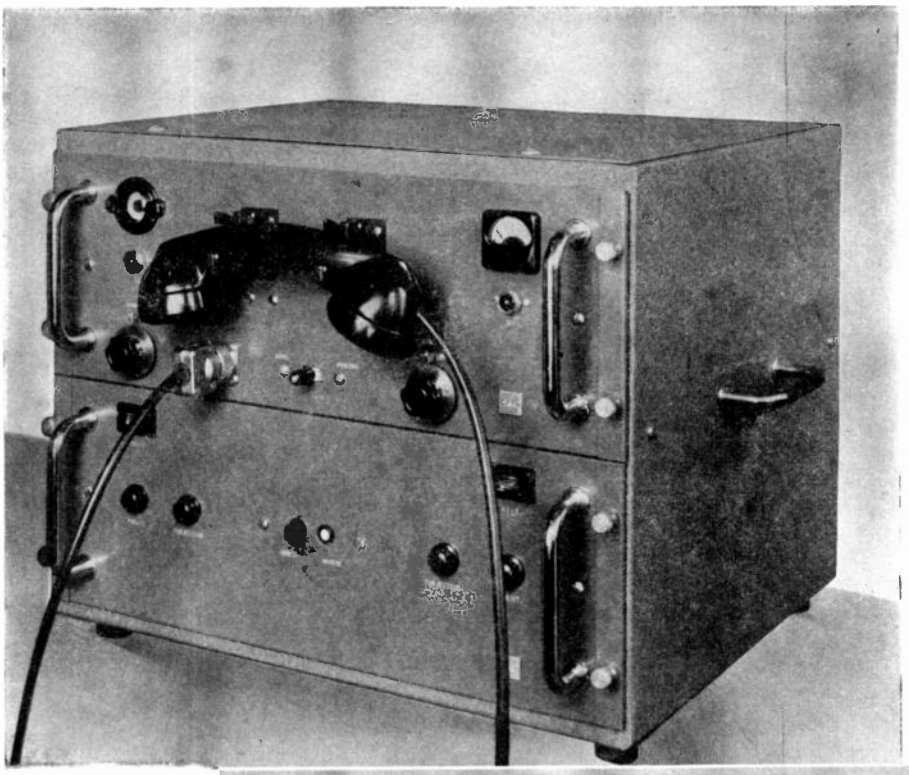
Les éléments de cet ensemble, émetteur-récepteur et alimentation, sont répartis sur deux châssis disposés en tiroirs.

L'ensemble TH 861 se présente sous la forme d'un coffret de 40 × 50 × 50 cm.

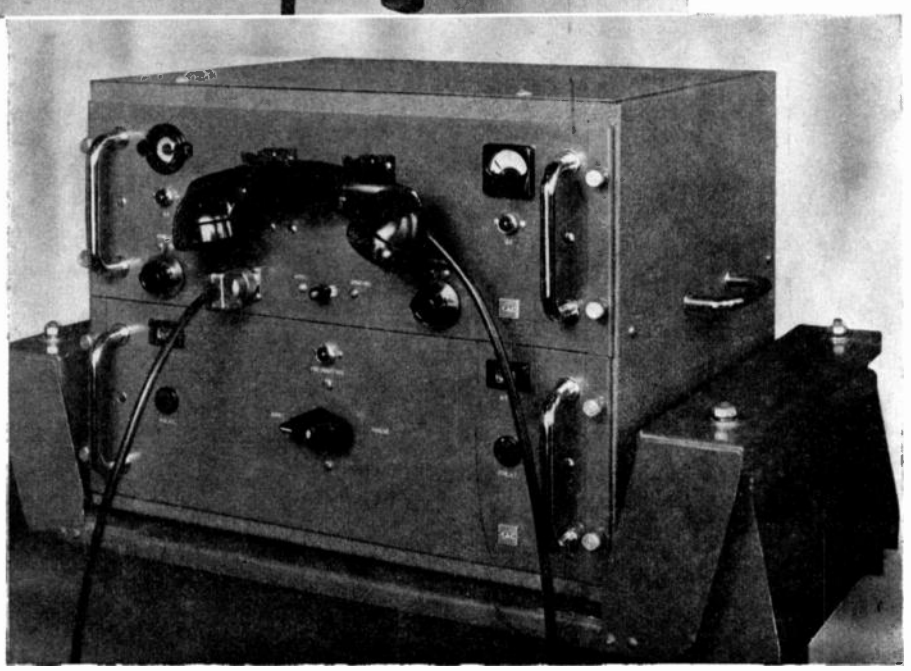
Le poids approximatif est de 50 kg.

Ce coffret contient deux tiroirs dont l'un groupe les étages haute fréquence tandis que l'autre contient l'alimentation.

La liaison électrique entre les tiroirs est assurée par câble souple avec fiches.



Version fixe



Version mobile

FIG. 1. — Emetteur Récepteur BLU TH861.

Monté en équipement mobile, ce dernier est placé sur une suspension élastique sous forme de berceau avec amortisseurs.

21) *Emetteur.*

211) *Description* : Le signal de basse fréquence issu du microphone, après passage dans un transformateur d'adaptation, est conduit vers le premier modulateur, qui est attaqué par ailleurs par un oscillateur à quartz. Un filtre passe-bande laisse passer la bande latérale supérieure de cette première modulation. L'autre bande et l'onde porteuse sont éliminées.

L'onde présente à la sortie de ce filtre est envoyée sur un second modulateur ainsi que l'oscillation provenant d'un quartz. Les circuits accordés de l'amplificateur suivant laissent passer la bande latérale supérieure.

Enfin, un troisième modulateur à tube permet d'élever la fréquence de la bande latérale. La fréquence du dernier oscillateur, oscillateur à quartz, est calculée pour porter le spectre du signal dans la bande de fréquence choisie. A la sortie du modulateur, un transformateur à circuits accordés ne conserve que la bande latérale désirée. Ce transformateur attaque l'étage de puissance équipé de deux tubes disposés en parallèle.

Le couplage d'antenne est réglable. Il est prévu pour une sortie symétrique de 75 ohms.

Un milliampèremètre donne un contrôle rapide et sûr des divers réglages. Un dispositif visuel indique la présence de courant dans le feeder.

212) *Caractéristiques* : La gamme de fréquence s'étend de 3 à 12 MHz ; la puissance délivrée au feeder en crête est de 10 W ; la bande passante à 6 dB s'étend de 300 à 3 000 Hz ; l'affaiblissement de la bande latérale non utilisée est de 40 dB au minimum ; l'affaiblissement du porteur par rapport à la tension de crête est de 30 dB ; l'impédance de sortie est de 75 ohms.

22) *Récepteur.*

221) *Description.* Dans le récepteur, les différentes transpositions se font de la même manière qu'à l'émission, mais en sens inverse. Ces transpositions sont obtenues à partir des mêmes oscillateurs à quartz.

La tension recueillie par l'antenne est amplifiée dans un étage haute fréquence. Elle est ensuite conduite au premier démodulateur qui reçoit avec le signal HF la fréquence du troisième oscillateur de l'émetteur. Après amplification, le signal de la moyenne fréquence est démodulé et filtré par les éléments de l'émetteur qui ont permis les opérations inverses. La bande moyenne fréquence subit deux changements de fréquence pour atteindre la valeur de la basse fréquence 300 – 3 000 Hz. Le signal ainsi obtenu est amplifié et appliqué aux bornes de sortie.

222) *Caractéristiques.* — La gamme de fréquence s'étend de 3 à 12 MHz ; la sensibilité pour un signal en onde entretenue pure et un rapport signal à bruit de 26 dB est de 3 μV ; l'impédance d'entrée est de 75 ohms ; l'atténuation de la fréquence image est de 60 dB ; le dispositif de régulation automatique de sensibilité donne pour une variation du signal à l'entrée du récepteur de 3 à 30 000 μV une variation de niveau de sortie maximum de 6 dB.

De nombreux éléments sont communs à l'émetteur et au récepteur. Ce sont tout d'abord les oscillateurs à quartz. De plus les filtres et les modulateurs à cristal forment des ensembles réversibles qui servent dans le sens émission et dans le sens réception.

Cette solution a permis de réduire les éléments constituants, l'encombrement, le prix.

Pour réduire l'écart de fréquence qui pourrait naître entre les deux ensembles TH 861 servant à la liaison, un dispositif de synchronisation permet de faire jouer légèrement la fréquence locale d'un ensemble, utilisé en réception, par rapport à la fréquence émise par l'autre ensemble.

Un tube indicateur visuel permet de réglage, qui se maintient sans retouche pendant plusieurs heures, voire plusieurs jours.

Un dispositif d'appel permet une prise de contact très aisée analogue à celle d'un réseau téléphonique.

23) *Alimentation.*

L'alimentation peut être réalisée à volonté à partir d'un secteur alternatif (100 – 110 – 125 – 190 – 220 – 250 volts, en tension monophasée 50/60 Hz, ou à partir d'une batterie d'accumulateurs de 12 volts).

A cet effet, on a prévu deux types de tiroirs d'alimentation. Ces tiroirs sont interchangeables, de sorte qu'il est toujours possible de transformer un ensemble secteur en ensemble batterie et inversement, par substitution du tiroir d'alimentation correspondant.

La consommation de l'ensemble émetteur-récepteur est de l'ordre de :

– 100 V.A en réception

– 140 V.A en crête d'émission,

dans le cas de l'alimentation à partir du secteur alternatif.

L'intensité demandée à la batterie d'accumulateurs est de :

– 7 A en réception

– 10 A en crête d'émission.

24) *Aérien*

L'aérien recommandé est une antenne demi-onde horizontale. Cette antenne, pour l'équipement mobile, peut être supportée par deux mâts en alliage léger d'une hauteur comprise entre 5 et 10 mètres.

La mise en station de l'aérien ne demande que quelques minutes.

Toutefois, une boîte d'adaptation, fournie sur demande, permet d'utiliser tout autre type d'antenne, en particulier une antenne du type « fouet ».

Emetteur TH 863, amplificateur TH 911 et récepteur TH 864

1) Généralités.

L'émetteur TH 863 et le récepteur TH 864, qui utilisent les principes exposés précédemment, sont destinés à l'établissement de liaisons entre points fixes. Ils permettent de réaliser simultanément une communication téléphonique et une communication télégraphique indépendantes. La communication téléphonique s'effectue en modulation d'amplitude en bande latérale unique, et la communication télégraphique en manipulation par déplacement de fréquence.

Le signal total émis se compose d'un signal téléphonique à bande latérale unique de 2 700 Hz de largeur (entre 300 et 3 000 Hz) accompagné d'un signal pilote d'amplitude réduite. La fréquence de ce dernier peut être modifiée à la cadence d'une mani-

pulation télégraphique. L'excursion de fréquence du pilote est de 400 Hz et les deux fréquences extrêmes correspondent aux fréquences 1 400 et 4 000 Hz qui sont en dehors de la bande téléphonique. La largeur du spectre du signal total est alors de 4 100 Hz.

Ce signal pilote d'amplitude définie sert en outre, dans le récepteur, de signal de référence pour commander automatiquement le gain des étages amplificateurs de manière à compenser les variations dues à la propagation et à donner constamment à la sortie du récepteur un niveau correct.

Dans des cas spéciaux, il est possible de donner au signal pilote une amplitude correspondant à la crête admissible pour l'émetteur, de façon à permettre d'établir la communication télégraphique avec une puissance plus grande que dans le cas normal, mais alors la communication téléphonique n'est plus possible tant que dure ce fonctionnement spécial.

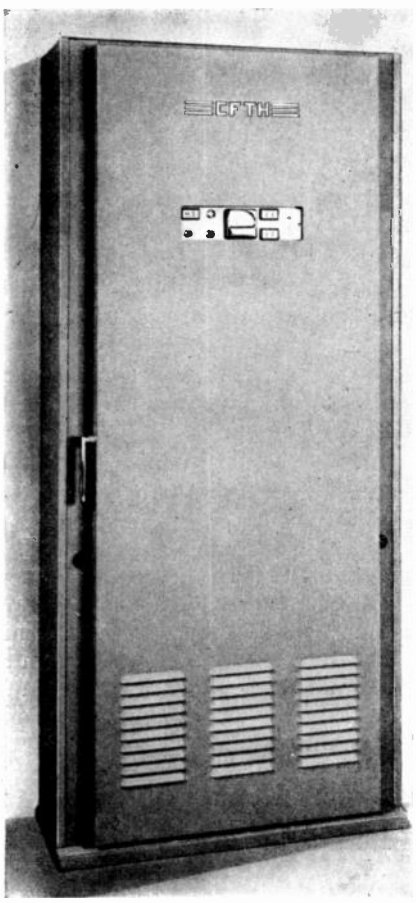
Dans le fonctionnement normal, il est bien entendu que l'on peut transmettre par la voie téléphonique non seulement une communication parlée, mais tout signal dont la fréquence est incluse dans la bande 300-3 000 Hz, à condition que l'on utilise ce signal tel qu'il existe à la sortie du récepteur. On pourrait ainsi transmettre un signal de téléphotographie (fac-similé), un signal télégraphique à large excursion de fréquence, etc...

Lors de l'opération de synchronisation, l'émetteur envoie un signal correspondant à l'onde porteuse habituellement supprimée et fournie par l'oscillateur du premier modulateur (20 kHz). On le compare à la réception, après transposition, avec l'onde de l'oscillateur local du dernier démodulateur (20 kHz). Lors de cette opération, le signal émis comprend également le pilote réduit, pour maintenir la régulation automatique de sensibilité du récepteur.

L'établissement d'une liaison bilatérale (un émetteur et un récepteur à chaque extrémité) nécessite l'utilisation de deux fréquences, une pour chaque sens de communication (fonctionnement dit en « duplex »).

La communication téléphonique est du type « 4 fils », mais on peut éventuellement raccorder les équipements à des réseaux « 2 fils », soit à une extrémité soit même aux deux.

Comme les conditions de propagation peuvent amener à modifier, à certaines heures, la fréquence de trafic, l'émetteur et le récepteur comportent deux



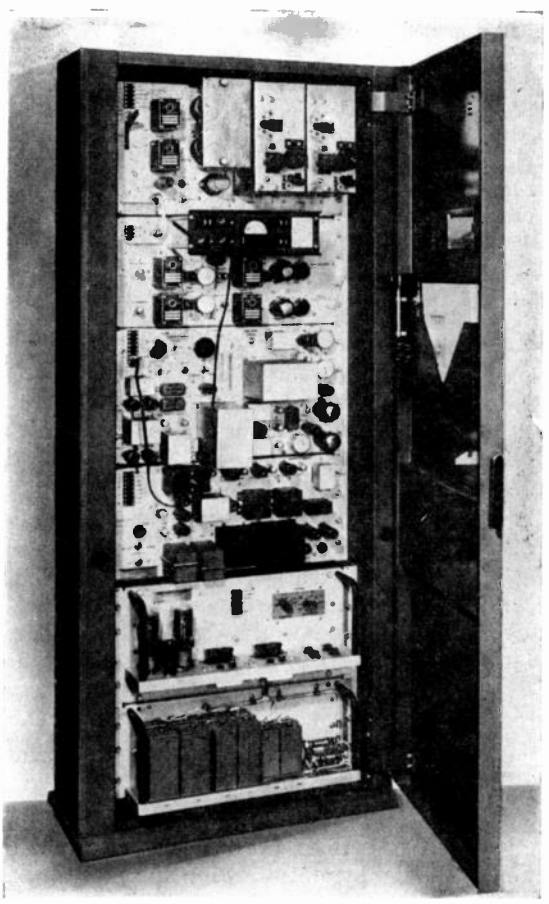


FIG. 2. — Emetteur BLU TH. 863 et Récepteur BLU TH. 864.

fréquences préréglées. Le passage de l'une à l'autre est instantané. Le réglage sur une nouvelle fréquence ne prend que quelques minutes.

II) Emetteur type TH 863.

21) *Caractéristiques de l'émetteur.*

La gamme totale des fréquences de fonctionnement de l'émetteur est de 2,5 à 15 MHz ; elle est couverte en quatre sous-gammes :

- 2,45 à 4,1 MHz
- 3,9 à 7,1 MHz
- 6,8 à 12,25 MHz
- 10 à 15 MHz

Chaque sous-gamme est couverte par un jeu de boîtiers interchangeables.

L'émetteur a deux fréquences préréglées commutables instantanément, chaque fréquence étant choisie dans l'une quelconque des quatre sous-gammes.

Le circuit de sortie de l'émetteur est fixe et se présente sous forme de deux blocs correspondant chacun à une des deux fréquences préréglées : chacun couvre la totalité de la gamme de 2,5 à 15 MHz.

La puissance crête que peut délivrer l'émetteur est égale ou supérieure à 50 watts, dans toute l'étendue de la gamme de 2,5 à 15 MHz.

L'affaiblissement est inférieur à 6 dB par rapport à la fréquence optimum dans la bande 300/3 000 Hz. Le spectre total basse fréquence correspondant à la bande latérale transmise est compris entre 300 et 4 400 Hz. Les fréquences 4 000 Hz et 4 400 Hz sont celles utilisées pour la transmission télégraphique. Dans le cas de transmission simultanée, de la phonie et de la graphie, le niveau de la bande latérale transmise correspondant à la graphie (4 000/4 400 Hz) est à 14 dB au-dessous du niveau crête de l'émetteur.

Dans le cas de transmission télégraphique seule, les fréquences correspondant à 1 000 ou 1 400 Hz sont transmises avec la puissance totale de 50 watts.

L'affaiblissement de la bande latérale non utilisée est supérieur ou égal à 40 dB.

Un régulateur automatique de niveau est prévu qui permet de maintenir une puissance HF appliquée à l'antenne sensiblement constante ; pour des variations du niveau BF à l'entrée du limiteur de 20 dB, la variation à la sortie est inférieure ou égale à 2 dB. Le réglage du niveau d'entrée permet de situer le limiteur dans sa zone de régulation pour des niveaux à l'entrée de la phonie (600 ohms) variant de + 6 dB à + 26 dB par rapport au niveau zéro.

Le signal télégraphique peut appartenir à l'un des types suivants :

a) double courant :

La tension appliquée à l'émetteur, normalement de + 48 volts et − 48 volts, peut être plus faible avec une limite inférieure de + 12 volts et — 12 volts ; la résistance d'entrée est de 22 000 ohms.

b) simple courant :

La tension normale est de 0 et — 96 volts, avec une limite inférieure de — 21 volts et une ondulation admissible de 3 volts crête.

c) fréquence vocale :

Cette fréquence peut être quelconque entre 425 et 3 000 Hz. Un réglage permet de ramener le niveau d'entrée à la valeur nécessaire pour un fonctionnement correct du régulateur qui compense des variations lentes jusqu'à 26 dB au-dessus de cette valeur. Le niveau d'entrée peut être compris entre + 6 dB et — 26 dB par rapport au niveau zéro (ligne 600 ohms). Le fonctionnement est possible jusqu'à un rapport signal/bruit de 6 dB.

d) contact.

Celui-ci permet une manipulation télégraphique, sans aucune source extérieure, par la fermeture et l'ouverture d'un contact. La cadence maximum de manipulation est de 50 bauds, ce qui correspond à celle des téléimprimeurs courants.

L'affaiblissement du porteur par rapport à la tension de crête à la sortie est supérieur à 30 dB. La sortie est prévue pour une impédance de charge voisine de 75 ohms ou de 600 ohms.

L'ensemble est alimenté sur secteur alternatif 50/60 Hz, en tension monophasée de 100, 110, 125, 175, 190, 220 ou 250 volts.

La consommation est :

– inférieure à 140 watts en position de veille (chauffage des filaments et thermostats des quartz) ;

– inférieure à 360 watts, pour une puissance HF émise de 50 watts.

L'émetteur est prévu pour être raccordé à deux antennes distinctes; il possède une sortie d'antenne pour chacune des deux fréquences préréglées.

L'émetteur peut être raccordé sur deux lignes correspondant aux deux voies de modulation, l'une pour le signal 300/3 000 Hz, l'autre pour le signal télégraphique.

22) *Fonctionnement de l'émetteur*

L'élaboration de la bande latérale unique se fait par trois transpositions successives. La première élève le spectre BF (300-4 400 Hz) dans la bande 20,3 - 24,4 kHz, la seconde dans la bande 1200,3 - 1204,4 kHz, et la troisième, toujours avec la même largeur de bande, à la valeur de la fréquence du trafic choisie dans la gamme 2,5 à 15 MHz. Ce signal est alors amplifié jusqu'à une puissance de 50 watts. La bande basse fréquence (spectre total de 300 à 4 400 Hz) se compose du signal téléphonique compris entre 300 et 3 000 Hz et du signal télégraphique (pilote) 4 000 ou 4 400 Hz d'amplitude réduite.

La première transposition s'effectue dans le premier modulateur attaqué par des signaux BF et 20 kHz, suivi du filtre première moyenne fréquence (20,3 – 24,4 kHz). La composante « phonie » du signal BF est fournie par le filtre 300 - 3 000 Hz après avoir

traversé le limiteur. La composante « graphie » du signal BF (pilote) est fournie à travers le séparateur par l'oscillateur pilote dont le déplacement de fréquence (4 400–4 000 Hz) est obtenu à l'aide de la lampe à réactance, elle-même commandée par les signaux télégraphiques.

La seconde transposition s'effectue de façon analogue dans le deuxième modulateur à l'aide des signaux de la première M.F. et 1 180 kHz, suivi par le filtre de la deuxième M.F. (1 200,3 – 1 204,4 kHz).

La troisième transposition s'effectue encore selon le même processus dans le troisième modulateur à l'aide des signaux de la deuxième M.F. et des signaux à la fréquence de l'oscillateur à quartz H.F. à travers le séparateur, suivi des filtres H.F.

Pour cette troisième transposition, la fréquence délivrée par le séparateur est toujours supérieure à la fréquence de trafic choisie ; les filtres H.F., contrairement aux deux transpositions précédentes, prélèvent la bande inférieure. Le signal issu de cette dernière transposition est amplifié et porté à la puissance de 50 watts par le préamplificateur et l'amplificateur final.

Une commutation à commande unique permet de choisir les circuits correspondants à l'une ou à l'autre des fréquences préréglées (F1 et F2).

L'alimentation et le filtrage fournissent toutes les tensions nécessaires au fonctionnement de l'émetteur.

23) *Description du matériel.*

L'émetteur est contenu dans une armoire de hauteur 1,70 m ; de largeur 0,68 m ; et de profondeur 0,43 m. Le poids de l'ensemble complètement équipé est de 150 kg environ.

L'armoire comporte deux portes, une à l'avant et une à l'arrière.

La figure 2 représente, sur la droite, une vue, portes ouvertes, de l'émetteur à bande latérale unique type TH. 863.

A la base de chacune des portes et sur le volet supérieur se trouvent des persiennes grillagées intérieurement afin d'assurer le refroidissement de l'ensemble tout en évitant l'intrusion des insectes.

Au milieu de la porte avant est disposée une fenêtre munie d'un panneau de plexiglas laissant apparaître les différents organes de contrôle visuel.

A l'intérieur de l'armoire sont fixées six platines de dimensions normalisées (19 inches) et qui, de bas en haut, sont les suivantes :

- platine filtrage,
- platine alimentation,
- platine télégraphie,
- platine basse fréquence,
- platine moyenne fréquence,
- platine haute fréquence.

Sur toutes ces platines les éléments principaux figurés sur les plans sont indiqués par les repères imprimés sur la tôle des châssis.

Chaque platine, sauf celle réservée au filtrage, comporte à l'avant et sur la gauche une série de prises avec indication de leurs rôles permettant, par le branchement de la fiche mobile de l'appareil de mesure, d'effectuer le réglage de l'émetteur et de contrôler le fonctionnement de tous les tubes. Le câblage, réalisé au dos de chaque platine, est très accessible. Chacune de celles-ci est raccordée au câblage de baie par des fiches amovibles à contacts multiples dont la partie fixe se trouve sur le montant latéral gauche de l'armoire. Sur ce même montant se trouve une prise de courant raccordée directement au réseau.

Il y a, en outre, entre la platine HF et la platine MF une jonction extérieure amovible sur la face avant constituée par un câble coaxial court ; de plus, une barre d'accouplement, sur la face arrière, réunit entre eux les commutateurs de chacune de ces platines.

Enfin, la tropicalisation de ce matériel est totale, tant au point de vue conception que réalisation.

III) Amplificateur type TH 911.

L'amplificateur TH 911 est prévu pour être attaqué par un émetteur TH 863, en vue d'augmenter la puissance du signal à bande latérale unique émis par l'émetteur TH 863.

31) *Caractéristiques de l'amplificateur.*

La gamme de fréquence est la même que celle couverte par l'émetteur TH 863 soit 2,45 à 15 MHz. La puissance de crête atteint 400 W. Toutefois, dans le fonctionnement en télégraphie seule où le signal téléphonique est supprimé et où le signal pilote prend l'amplitude maximum, la puissance est limitée à 250 W.

L'étage de puissance est équipé de deux tubes 4 E27 fonctionnant en classe B. Les circuits de grille et d'anode sont en double, et sont commutables instantanément au moyen d'une manette, donnant ainsi deux fréquences préréglées.

L'alimentation placée à la base de l'armoire, utilise quatre phanotrons type 5021.

L'impédance de sortie normale est de 75 ohms, permettant le raccordement à un dipôle horizontal directement, ou par l'intermédiaire d'une boîte d'adaptation à une antenne de type différent, ou de 600 ohms afin de permettre d'attaquer une ligne bifilaire ouverte.

32) *Description du matériel.*

L'ensemble de l'amplificateur TH 911 est compris dans une armoire de mêmes dimensions que celle de l'émetteur TH 863 et du récepteur TH 864.

Le poids est d'environ 200 kg.

Un panneau porte les dispositifs d'automaticité et de sécurité permettant le démarrage correct de l'appareil en respectant les temps de préchauffage nécessaires.

WRH

IV) Récepteur type TH 861.

41) *Caractéristiques du récepteur.*

La gamme des fréquences de fonctionnement du récepteur est comprise entre 2,5 et 15 MHz ; elle est couverte en quatre sous-gammes :

– 2,45 à 4,1 MHz

– 3,9 à 7,1 MHz

– 6,8 à 12,25 MHz

– 10 à 15 MHz

Chaque sous-gamme est couverte par un jeu de boîtiers interchangeables.

Le récepteur a deux fréquences préréglées commutables instantanément, chaque fréquence étant choisie dans l'une quelconque des trois sous-gammes.

En faisant varier la fréquence à l'entrée du récepteur, la variation du niveau à la sortie du filtre pilote est inférieure à 6 dB pour les fréquences comprises entre 3 900 et 4 500 Hz, ainsi que pour celles comprises entre 300 et 3 000 Hz à la sortie de la voie phonie.

Dans la voie « pilote », l'atténuation est supérieure à 40 dB pour les fréquences inférieures à 3 400 Hz et supérieures à 5 000 Hz.

Dans la voie « phonie », l'atténuation est supérieure à 40 dB pour les fréquences supérieures à 3 900 Hz et pour la bande latérale atténuée à partir de 400 Hz.

L'atténuation de la fréquence image est supérieure à 60 dB.

Dans la voie « pilote », pour un signal pilote de 1 μV le rapport signal/bruit, mesuré à la sortie du filtre 3 900/4 500 Hz pour le niveau normal, est supérieur à 10 dB.

Dans la voie « phonie » pour un signal pilote de 1 μV et un signal phonie de 4 μV, le rapport signal/bruit, mesuré à la sortie du récepteur pour le niveau normal, est supérieur à 26 dB.

Pour un signal pilote variant de 1 à 25 000 μV et un signal phonie de 12 dB au-dessus, la variation du niveau à la sortie du récepteur est inférieure à 6 dB.

Pour un signal pilote compris entre 3 et 25 000 μV et un signal phonie de 12 dB au-dessus, la distorsion est inférieure à 5 % pour un niveau de sortie de + 13 dB dans 600 ohms.

L'impédance d'entrée du récepteur est prévue pour un feeder de 75 ohms d'impédance caractéristique.

Sur la voie téléphonique, la puissance à la sortie est de 20 mW sur 600 ohms.

Le signal télégraphique à la sortie du récepteur peut être, suivant la source utilisée, du type :

– à double courant, la tension à la sortie étant de ± 48 volts dans 1 200 ohms,

– à simple courant, la tension à la sortie étant de 0 et – 96 volts dans 2 400 ohms ;

– à fréquence vocale, la tension à la sortie étant au choix d'une fréquence 425 – 765 – 1105 – 1145 – 1785 – 2125 Hz avec une puissance maximum de 20 mW dans 600 ohms, et une distorsion inférieure à 5 %.

– par contact, la sortie de la ligne télégraphique étant ouverte ou court-circuitée au rythme de la manipulation télégraphique.

La vitesse de manipulation maximum de la voie télégraphique est de 50 bauds.

L'ensemble est alimenté sur un secteur alternatif 50/60 Hz monophasé de 100,110, 125, 175, 190, 220 ou 250 volts.

La consommation est de 120 W.

Le récepteur est prévu pour être raccordé à deux antennes distinctes, une par fréquence préréglée.

Le récepteur doit être raccordé sur deux lignes correspondant aux deux voies de modulation, l'une pour le signal téléphonique, l'autre pour le signal télégraphique.

42) *Fonctionnement du récepteur.*

Après la première transposition, le signal reçu dans la gamme de 2,5 à 15 MHz est ramené dans la bande 1200,3 à 1204,4 kHz.

La deuxième transposition ramène le signal dans la bande 20,3 à 24,4 kHz.

La troisième transposition reconstitue la basse fréquence dont le spectre total est de 300 à 4 400 Hz ; il se compose du signal téléphonique compris entre 300 et 3 000 Hz et du signal télégraphique (pilote) qui est de 4 000 à 4 400 Hz. Un commutateur à commande unique permet de choisir les circuits correspondants à l'une ou à l'autre des fréquences préréglées (F1 et F2). La première transposition s'effectue dans le premier démodulateur, qui reçoit d'une part le signal du feeder après amplification et d'autre part, la tension de démodulation fournie par un quartz suivi d'un étage séparateur. A la suite de ce démodulateur, le signal est ramené dans la bande 1 200,3 à 1204,4 kHz. Après amplification, le signal subit une deuxième transposition dans le deuxième démodulateur. Celui-ci reçoit d'une part le signal dans la bande de 1 200,3 à 1 204,4 kHz et d'autre part la tension de démodulation fournie par le quartz à la fréquence 1 180 kHz. A la suite de ce démodulateur, le signal est ramené dans la bande de 20,3 à 24,4 kHz et attaque le troisième démodulateur dont la tension de démodulation est fournie par un oscillateur à quartz à la fréquence 20 kHz. A la sortie de ce démodulateur, le signal est ramené dans le spectre d'origine 300 à 4 400 Hz. Un filtre 300/3 000 Hz suivi d'un amplificateur fournit à la sortie de la ligne téléphonique le signal « phonie ».

Un autre filtre 3 900-4 500 Hz précédé et suivi d'un amplificateur fournit le signal télégraphique d'une part à la platine « télégraphie » proprement

dite et d'autre part au détecteur amplificateur du régulateur de sensibilité. Ce dernier peut être mis hors circuit et remplacé par un réglage manuel.

Pour la voie télégraphique, après écrêtage et limitation, le signal télégraphique attaque un basculeur électronique à travers deux filtres détecteurs correspondant aux signaux télégraphiques de 4 000 et 4 400 Hz. Le basculeur actionne un relais à la cadence de la manipulation télégraphique.

Un commutateur à quatre positions dont la légende figure sur la platine télégraphique, permet de choisir la source manipulée correspondante. La synchronisation consiste à comparer la fréquence du signal envoyé par l'émetteur correspondant au porteur habituellement supprimé et qui après la deuxième démodulation dans le récepteur est comparée au porteur local (20 kHz). La différence des deux fréquences provoque un battement qui est observé sur le tube indicateur visuel. Le battement nul est obtenu en modifiant la fréquence de l'oscillateur à quartz haute fréquence du premier démodulateur.

43) *Description du matériel*

Le récepteur est contenu dans une armoire du même type que les matériels précédents.

Le poids de l'ensemble complètement équipé est de 125 kg environ.

L'aspect extérieur de cette armoire est exactement semblable à celui de l'armoire contenant l'émetteur TH 863.

A l'intérieur de l'armoire sont fixées six platines de dimensions normalisées (19 inches) et qui, de bas en haut, sont les suivantes :

- platine alimentation,
- platine alimentation 48/96,
- platine fréquence vocale,
- platine télégraphie,
- platine basse fréquence,
- platine haute fréquence.

Sur toutes ces platines les éléments principaux figurés sur les plans sont indiqués par des repères imprimés sur la tôle des châssis.

Chaque platine comporte à l'avant et sur la droite une série de prises avec indication de leurs rôles permettant, par le branchement de la fiche mobile de l'appareil de mesure, d'effectuer le réglage du récepteur, de contrôler le fonctionnement de tous les tubes et de mesurer différentes tensions. Le câblage réalisé au dos de chaque platine est très accessible. Chacune de celles-ci est raccordée au câblage de baie par des fiches amovibles à contacts multiples dont la partie fixe se trouve sur le montant latéral gauche de l'armoire. Sur ce même montant se trouve une prise de courant raccordée directement au réseau. Enfin la tropicalisation de ce matériel est totale, tant au point de vue conception qu'au point de vue réalisation.

IV. Exemples de liaisons réalisées à l'aide des équipements à B.L.U.

Des liaisons diverses ont été réalisées dans le cours des années 1951 et 1955 soit pour essais, soit pour exploitation.

A) Liaisons réalisées avec une puissance émise de 10 watts.

1) *entre postes fixes*

Il a été réalisé des liaisons entre Paris et Amiens (115 km), Nancy (275 km), Lyon (410 km), Saint-Etienne (440 km), Marseille (690 km) et Saint-Raphael (700 km).

Dans tous les cas, la liaison était assurée dans d'excellentes conditions.

2) *Entre poste fixe et poste mobile (monté sur voiture)*

Diverses liaisons entre points distants de 100 à 250 km ont été établies et assurées sans aucune difficulté.

3) *Liaison entre poste fixe (ou mobile) au sol et poste monté sur avion* (fig. 3).

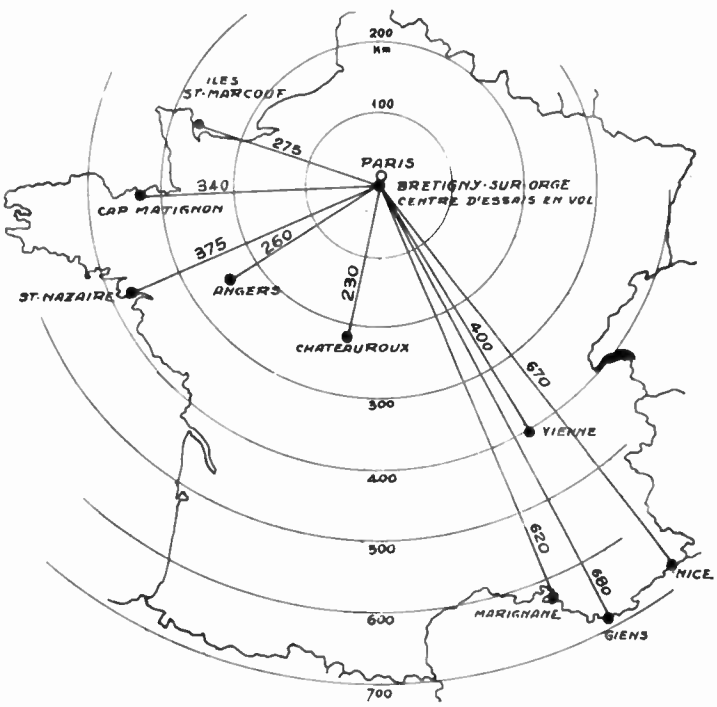


Fig. 3. — Liaisons réalisées en France par Emetteurs-Récepteurs TH 861 à BLU.

Des essais ont été effectués entre Paris et divers points du territoire tels que Saint-Nazaire, Vienne, Marignane, Giens ou Nice.

Ces liaisons effectuées à des heures variées ont montré que les émissions à B.L.U. étaient moins sensibles aux conditions de propagation médiocres que les émissions A3 classiques.

Elles étaient effectuées parallèlement avec un matériel à double bande de type classique, d'une puissance émise de 100 watts et la réception sur B.L.U s'est montrée, à tout moment, d'une qualité supérieure.

On conçoit tout le profit que l'on peut tirer de tels résultats pour l'établissement de liaisons entre les avions et le sol, étant donné les limitations de poids, de volume et de puissance qui sont imposées au matériel de bord.

B) Liaisons effectuées avec du matériel 50 W.

Lorsque l'on désire effectuer des liaisons sur des distances supérieures et assurer un trafic de qualité commerciale, il convient d'utiliser un matériel pouvant émettre une puissance un peu plus élevée.

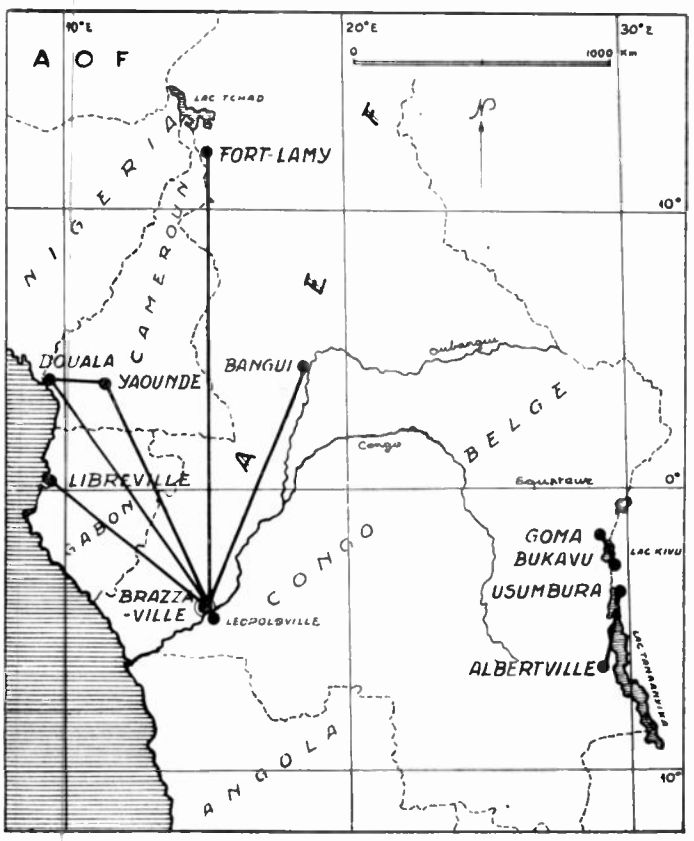


Fig. 4. — Réseau établi en A.E.F. par Emetteurs-Récepteurs TH 863-864 à BLU.

C'est ainsi qu'un réseau en exploitation en A.E.F. utilise pour établir ses liaisons, le matériel TH. 863 et 861 d'une puissance de 50 W. (fig. 4).

Ce réseau réunit Brazzaville et Bangui (1 200 km), Brazzaville et Libreville (850 km), Brazzaville et Fort Lamy (1 800 km).

Ces liaisons étaient autrefois assurées par un matériel classique d'une puissance de 3 kW et étaient fortement gênées par l'effet du fading sélectif. Cet effet a pratiquement disparu avec l'emploi de la B.L.U.

Plus près de nous, une liaison expérimentale a relié Paris à Naples (1 200 km), sans difficulté.

V. Conclusions.

Les avantages des liaisons à bande latérale unique étaient connus de longue date et celles-ci étaient utilisées pour assurer le trafic international bien avant la guerre.

Toutefois, l'obligation de synchroniser le récepteur sur l'émetteur compliquait fortement l'appareillage et ne rendait donc cette technique intéressante et rentable que si elle était associée à des émetteurs de grande puissance utilisés pour le trafic commercial. Il était impensable, en particulier, de pouvoir associer ce matériel à des émetteurs de faible puissance ce qui empêchait pratiquement de tirer parti complètement des avantages de ce système.

La C.F.T.H. a pu, après plusieurs années d'études, mettre au point, un matériel s'affranchissant de cette difficulté.

On a pu voir plus haut comment cette idée a permis de développer des matériels dont la puissance, le volume, et par suite le prix, sont fortement réduits.

Les résultats d'essais ou d'exploitation montrent que pour des distances inférieures à 1 000 km, une puissance de 10 watts est généralement largement suffisante et qu'avec 50 watts, on atteint des portées de 2 000 km tout en assurant une qualité commerciale parfaite la plupart du temps.

UN FRÉQUENCEMÈTRE DE PRÉCISION RÉALISÉ AU CENTRE DE MESURES DE NOISEAU

PAR

J. BOULIN

Ingénieur des Télécommunications

à la Direction des Services Radioélectriques des P.T.T.

I. Le centre de mesures de Noiseau.

Les lecteurs de cette revue ont pu y voir la description d'un ensemble fréquencemètre réalisé dans les laboratoires de Radioélectricité des P.T.T. Néerlandais sous la direction de M. L.R.M. Vos de Wael (1).

Il a paru intéressant de leur permettre une comparaison avec un matériel d'utilisation analogue, et de réalisation également « artisanale » mais de conception légèrement différente, construit au Centre de Mesures de Noiseau. Mais, avant d'entreprendre la description de ce matériel, il n'est pas inutile de dire quelques mots des buts du Centre de Mesures et des moyens d'action qu'il possède par ailleurs.

Le Centre de Mesures de Noiseau est l'organisme de contrôle des fréquences et de l'exploitation des fréquences de la Direction des Services Radioélectriques des P.T.T. A ce titre il est tout d'abord chargé de mesurer et de maintenir les fréquences des émetteurs du service et de faire toutes les études sur l'utilisation des fréquences et les recherches préalables à la notification et la mise en service des nouvelles fréquences (recherches d'ailleurs souvent sans solutions satisfaisantes dans l'état actuel d'encombrement du spectre). Son plus gros travail est malheureusement de s'occuper, des points de vue technique et administratif, des brouillages intéressant les liaisons de la Direction des Services Radioélectriques. Il possède actuellement un personnel et un équipement qui lui permettent souvent de rendre service à d'autres administrations.

Peu connu du grand public parce que ne se livrant à aucune activité spectaculaire, il n'en est pas moins apprécié de tous les services responsables de liaisons radioélectriques à grande distance, qui bien souvent demandent son concours ou même son arbitrage dans des cas litigieux. Il est, d'autre part, en rapport constant, pour les questions de brouillages surtout, avec des organismes étrangers similaires et des administrations ou compagnies exploitantes. Il importe donc que les résultats qu'il obtient ne puissent être contestés. Ils l'ont d'ailleurs rarement été à ma connaissance, parce que :

1° Le personnel du centre est spécialement entraîné, d'un niveau professionnel élevé et d'une grande conscience ;

2° Le matériel est étudié pour ne laisser place à aucune possibilité d'erreur ou de fausse manœuvre ;

3° Il n'est fait état que de résultats certains. S'il y a un doute, il est toujours signalé.

De ce qui précède on a pu facilement déduire que les mesures effectuées au Centre de Mesures sont surtout des mesures de fréquences, et de champs. Il serait utile dans certains cas de faire également des mesures goniométriques, mais l'emplacement actuel du centre s'y oppose. Il est en effet situé sur le terrain du Centre Récepteur de Noiseau, et si, de ce fait il bénéficie d'une partie des installations techniques de ce dernier, il est en revanche entouré d'un réseau d'antennes extrêmement défavorable à toute mesure précise d'angle d'arrivée.

La gamme de fréquence couverte par le matériel du Centre de Mesures est commandée par les activités de la Direction des Services Radioélectriques :

1° Réseau fixe à grande distance avec les pays étrangers et les départements et les territoires d'Outre Mer dont les stations d'émission dépendant du service sont situées à Pontoise, Sainte-Assise, Lyon,

(1) *O.E.*, août-septembre 1952.

Le Vernet (Toulouse), Dakar, Bamako, Brazzaville, Tananarive, Djibouti, Saint-Denis de la Réunion, Noumea Papeete, Fort-de-France, Destrellan et Cayenne : les fréquences utilisées sont principalement dans la gamme décamétrique de 4 à 23 Mc/s, et pour certaines liaisons avec l'Europe dans la gamme des ondes longues de 14 à 130 kc/s;

2° Service Radiomaritime en France Métropolitaine : les stations côtières à courte distance utilisent les gammes de 400 à 500 kc/s et de 1 650 kc/s à 4 Mc/s. L'ensemble Saint-Lys-Le Vernet (Toulouse) est chargé du trafic sur onde décamétrique dont les bandes de fréquences sont voisines de 4, 8, 12, 16 et 22 Mc/s ;

3° Service ondes très courtes : Les émetteurs du réseau des voitures postales et des voitures particulières de Paris sont situées dans la bande de 156 à 174 Mc/s que le C.M. peut contrôler.

D'une manière générale, l'équipement de mesures du C.M. couvre sans trou, la bande complète de 14 kc/s à 60 Mc/s et la bande de 127 à 210 Mc/s.

Cependant l'immense majorité de l'activité du C.M. est consacrée à la gamme des ondes décamétriques, de 4 à 23 Mc/s. Il ne possède pas moins de 5 fréquencemètres susceptibles de faire des mesures dans cette gamme. Leur précision est de $10^{-7} \pm 1$ c/s pour 3 d'entre eux, $10^{-7} \pm 5$ c/s pour les deux autres. Le nombre des mesures « enregistrées » mensuellement a crû depuis 1945 de 4 000 à 8 000. Le nombre réel des mesures est certainement très supérieur. Cependant, il n'y a en général que deux opérateurs de service en même temps, quelquefois un seul. Souvent, et c'est certainement l'opération la plus longue et la plus délicate de toutes celles auxquelles se livre le C.M., il faut procéder à l'identification d'émissions brouilleuses sans pour cela négliger le programme des mesures de maintenance des émetteurs du service. Le matériel doit donc être d'une manœuvre aisée, rapide, souple et néanmoins de performances suffisantes en tant que récepteur. Il faut noter cependant qu'il n'opère que rarement sur des stations mobiles ou n'émettant que par périodes très courtes (le contrôle des amateurs est confié au Centre de Contrôle des Emetteurs Privés à Villejuif). En conséquence la mesure est faite sur l'émission elle-même et non sur un oscillateur calé auparavant par comparaison avec l'émission à mesurer (voir article de M. Vos de Wael).

II. Principe des fréquencemètres du C.M.

Les plus utilisées des positions de mesures de fréquences en ondes décamétriques, bien qu'elles soient composées d'appareils différents, donnent toutes la mesure par l'opération suivante :

$$1) \qquad y - n \times 10^4 = \alpha z$$

y fréquence à mesurer; $z < 16.10^3$ c/s ; $\alpha = \pm 1$

Il faut déterminer n et z pour connaître y.

Les différents équipements comportent donc :

1° Les circuits permettant d'obtenir $y - n.10^4$ (soit une suite de changements de fréquence équivalents à un seul changement de fréquence avec $n.10^4$ c/s, *n étant connu*) ;

2° Un équipement fournissant une fréquence z variable de façon continue *et connue* (soit par étalonnage du générateur, soit par mesure par compteur électronique) ;

3° Un appareil de comparaison qui est toujours un oscilloscope sur lequel on forme en général une ellipse (procédé donnant de bons résultats même en $F1$).

Sur toutes les positions les harmoniques de 10 kc/s sont pilotées par l'un ou l'autre de deux étalons primaires à 100 kc/s dont la stabilité est de l'ordre de quelques 10^{-8} sur une semaine et dont la fréquence est vérifiée régulièrement à partir des émissions de fréquence étalonnées de *WWV* et de Droitwich. Au cas où les deux étalons seraient simultanément en panne, un étalon secondaire, mais dont la stabilité est cependant de l'ordre de 10^{-7} permet de piloter toutes les positions. L'étalon utilisé fournit également les bases de temps des compteurs électroniques.

La position de mesures dite « 2737 OC » qui a été constamment utilisée depuis 1948 comporte un fréquencemètre appliquant le principe stabilidyne (fig. 1).

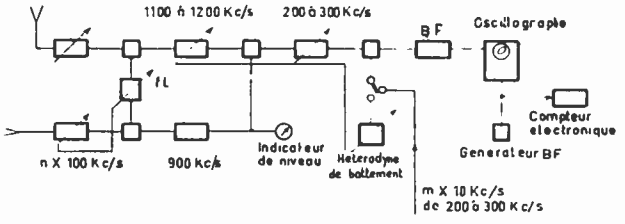


Fig. 1

L'hétérodyne locale fl est ajustée de façon qu'un harmonique de 100 kc/s passe dans l'amplificateur accordé à 900 kc/s et que le signal à mesurer tombe dans la bande 1 100 à 1 200 kc/s.

Après un deuxième changement de fréquence du signal par cet harmonique , la fréquence est donc :

$$2) \quad (y - fl) - (n \times 100.10^3 - fl) = y - n \times 100.10^3$$

Le battement avec un harmonique de 10 kc/s, compris entre 200 et 300 kc/s, et facile à connaître,

permet d'obtenir une fréquence basse mesurée par comparaison avec celle fournie par le générateur *BF* en formant une ellipse.

La mesure est faite très rapidement par un opérateur moyennement entraîné (20 secondes au plus) et l'appareil est très robuste (il a déjà effectué près de 1 million de mesures depuis sa mise en service).

Un inconvénient certain de l'appareil est le grand nombre de gamme utilisé pour couvrir la bande des ondes décamétriques. Il en résulte de constantes manipulations du commutateur, et, malgré la robustesse de la construction des incidents relativement fréquents.

Une deuxième position, de principe analogue, mais de construction différente utilise comme principal composant un récepteur stabilidyne. Elle donne la même précision de mesure, mais ne pourrait subir un régime de travail aussi rude. Elle sert surtout pour les explorations de gamme et les identifications où les manœuvres sont moins fréquentes.

La troisième position de mesures ou « fréquencemètre CM II » qui est le principal objet de cet article, a été construite entièrement par les moyens du bord. Aucun constructeur n'acceptant plus d'étudier et de réaliser en un exemplaire et à un prix raisonnable un fréquencemètre présentant les garanties suffisantes de robustesse, il fut décidé d'entreprendre de toutes pièces la construction d'un appareil répondant aux besoins particuliers du C.M.

Les possibilités relativement réduites de l'atelier de mécanique d'une part, la robustesse exigée d'autre part ont conduit à choisir un schéma pouvant être réalisé avec un minimum de pièces spéciales, éliminant autant que possible tous les éléments fragiles, et tel que l'instabilité ou l'imperfection des composantes ne puisse être l'origine d'erreurs.

III. Le fréquencemètre C.M. II.

Le principe général, analogue au principe du stabilidyne généralisé et décimalisé, consiste à opérer sur le signal d'une part, sur un mélange de tous les harmoniques de 10 kc/s d'autre part, une suite de changements de fréquences et de sélections telle que l'on obtienne à la sortie de la dernière sélection d'un côté le signal transposé, amplifié et filtré, et de l'autre côté, transposé d'une quantité égale, amplifié et séparé des autres harmoniques, l'harmonique de 10 kc/s différent de la fréquence à mesurer d'une quantité comprise entre 5 et 15 kc/s.

Le signal subit alors un dernier changement de fréquence, par le signal de sortie de la voie « harmoniques » cette fois, et la basse fréquence obtenue est mesurée comme sur les autres positions par l'intermédiaire d'un générateur B.F. d'un compteur à décades et d'un oscilloscope (fig. 2).

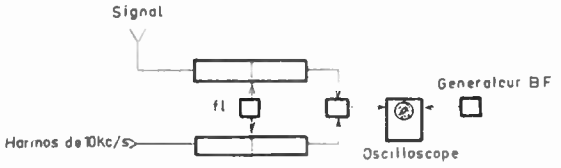


FIG. 2.

On constatera facilement que, comme dans le stabilidyne, il est nécessaire que l'harmonique et le signal passent l'un dans un filtre à accord fixe, l'autre dans un filtre à accord variable dans une gamme d'étendue égale à la fondamentale des harmoniques utilisés et qu'il est pratiquement obligatoire, pour des raisons de précision de repérage du rang de l'harmonique, que ce soit le signal qui passe dans le filtre à accord variable. Pour avoir une sélectivité convenable il est donc indiqué de choisir des harmoniques d'une fréquence relativement basse, 10 kc/s dans le cas qui nous occupe.

On se trouve alors devant une autre difficulté : connaître le rang de l'harmonique utilisé. Dans le cas d'harmoniques de 10 kc/s, il faut connaître la fréquence de transposition équivalente à l'ensemble des changements de fréquence avec une précision de l'ordre de 1 kc/s. Les différents oscillateurs ont donc été pilotés par quartz. Les combinaisons diverses des trois oscillateurs permettent de séparer n'importe quel harmonique de 10 kc/s entre le 299e et le 2 699e.

Pour permettre une lecture facile, on a « décimalisé » la transposition.

D'autre part, pour éviter des réponses parasites, les oscillateurs sont utilisés sur leurs fréquences fondamentales.

La gamme à couvrir étant celle des ondes décamétriques, soit une vingtaine de mégacycles/seconde, on a économisé une douzaine de quartz de premier changement de fréquence en les utilisant chacun par battement inférieur et supérieur.

On arrive donc au schéma de la figure 3 où certaines valeurs numériques sont déterminées de façon précise pour des raisons que nous allons exposer.

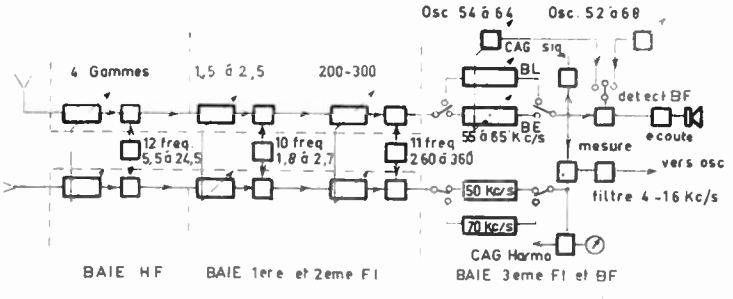


FIG. 3.

a) 1re *fréquence intermédiaire et* 1er *oscillateur* : La 1re F.I. doit évidemment être variable dans une gamme de 1 mégacycle/seconde. Si un quartz de fréquence déterminée en 1er changement de fréquence doit permettre de recevoir deux bandes larges de 1 Mc/s limitées par des fréquences multiples de 1 Mc/s il faut que sa fréquence soit un harmonique pair ou impair de 0,5 Mc/s.

Si elle est un harmonique pair, la gamme couverte par la première fréquence intermédiaire sera centrée sur un harmonique impair de 0,5 Mc/s. Sinon elle sera centrée sur un harmonique pair. Dans ce qui suit nous supposerons qu'elle couvre la bande de $(K - 0{,}5)$ Mc/s à $(K + 0{,}5)$ Mc/s.

Si la gamme des fréquences à mesurer commence à 3 Mc/s par exemple, le quartz de l'oscillteur H.F. correspondant à la bande 3 à 4 Mc/s sera donc à la fréquence $(3 + K + 0{,}5)$ Mc/s. Celui servant à la bande 4 à 5 Mc/s sera à la fréquence $(4 + K + 0{,}5)$ Mc/s et ainsi de suite jusqu'à la bande $(3 + 2K)$ à $(3 + 2K + 1)$ Mc/s qui pourra être reçue à l'aide du quartz $(3 + K + 0{,}5)$ Mc/s en inversant le sens du battement. Il en sera de même pour les $(2K - 1)$ mégacycles-secondes suivants. On voit donc que les quartz nécessaires forment des groupes de $2K$ les fréquences des quartz de chaque groupe étant échelonnées de 1 Mc/s et la plus petite différence entre les fréquences de quartz de deux groupes consécutifs étant de $(2K + 1)$ Mc/s.

A l'aide de p quartz on peut recevoir une gamme de $2p$ Mc/s, mais elle ne peut être continue que si $p = 2Kq$.

Pour éviter les réponses parasites, il faut que la gamme à recevoir et la gamme de l'amplificateur de première fréquence intermédiaire ne se chevauchent pas. Pour faciliter la réalisation de l'amplificateur de 1re F.I., on a avantage à ce que $K \geqslant 2$.

Ceci étant admis il y a les possibilités suivantes :

$K = 2$: la gamme couverte pourra commencer à 3 Mc/s

pour $q = 2$, l'étendue de la gamme pourra être de 16 Mc/s soit par exemple 4 à 20 Mc/s,
et pour $q = 3$ de 24 Mc/s,
soit 3 à 27 Mc/s ou 4 à 28 Mc/s.

$K = 2{,}5$: la gamme couverte ne pourra commencer qu'à 4 Mc/s

pour $q = 2$ l'étendue sera de 20 Mc/s et
pour $q = 3$ de 30 Mc/s

$K = 3$: la gamme couverte pourra commencer à 4 Mc/s

pour $q = 2$ l'étendue de la gamme sera de 24 Mc/s et
pour $q = 3$ de 36 Mc/s.

Les solutions $K = 2$, $q = 3$ et $K = 3$, $q = 2$ donnent toutes deux une gamme couverte de 24 Mc/s avec l'utilisation optima des quartz. Il est possible d'obtenir cette même étendue avec $K = 2{,}5$ mais certains quartz ne serviront que pour une seule bande de 1 Mc/s. Il en faudra 14 au lieu de 12.

En définitive on a choisi $K = 2$, $q = 3$, et une gamme couverte de 3 à 27 Mc/s ; l'amplificateur de 1re fréquence intermédiaire couvre donc la gamme de 1,5 à 2,5 Mc/s et l'oscillateur de 1er changement de fréquence donne les fréquences 5,5 – 6,5 – 7,5 – 8,5 – 13,5 – 14,5 – 15,5 – 16,5 – 21,5 – 22,5 – 23,5 – 24,5 Mc/s (voir figure 4).

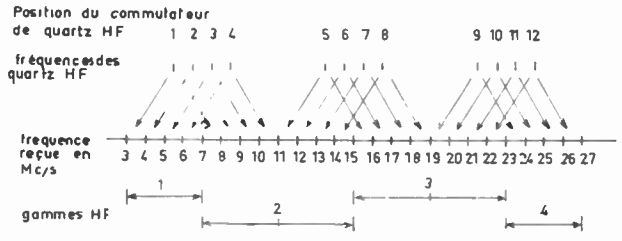


FIG. 4

b) *Sous-gammes de l'amplificateur H.F.* : Pour faciliter les commutations dont il sera question plus tard, en particulier l'affichage de la fréquence, l'amplificateur H.F. comporte les 4 sous-gammes 3 – 7 Mc/s, 7 – 15 Mc/s, 15 – 23 Mc/s et 23 – 27 Mc/s.

c) 2e *fréquence intermédiaire et* 2e *oscillateur.* — L'étendue de la bande couverte par l'amplificateur de 1re F.I. étant de 1 Mc/s il est également possible d'utiliser les quartz du deuxième oscillateur par battements supérieur et inférieur à condition de prendre comme gamme de la 2e F.I. 200 à 300 kc/s.

Il suffit alors de 5 quartz. Cette disposition était prévue à l'origine, mais elle complique assez sérieusement les commutations. La réalisation définitive comporte 10 quartz de 1,8 à 2,7 Mc/s.

d) 3e *fréquence intermédiaire et* 3e *oscillateur.* — On a vu qu'elle devait être à accord fixe sur la voie «harmos » et à accord variable dans une bande de 10 kc/s pour la voie signal.

La gamme d'accord choisie pour la voie signal est 55 – 65 kc/s. Deux sélectivités sont accessibles par commutation de filtres : 4 kc/s pour écouter des émissions A3 et 300 c/s pour les émissions A1 et la mesure.

Il est important pour éviter des erreurs que la basse fréquence mesurée soit toujours affectée du signe + dans la formule donnant la fréquence (c'est d'ailleurs une condition à peu près indispensable pour obtenir l'affichage des fréquences dans ce type d'appareil). Ceci veut dire que la formule doit se ramener toujours à la forme

$$3) \qquad y - n \times 10.10^{8} = \text{B.F.}$$

ou encore que, dans la formule 1) α doit toujours être égal à + 1.

Pour obtenir ce résultat, il est nécessaire que l'harmonique séparé par la voie « harmos » soit de fréquence inférieure à celle du signal. Mais comme un des changements de fréquence peut s'opérer par battement soit supérieur, soit inférieur, cela correspond

après les divers changements de fréquence à une fréquence soit supérieure soit inférieure. Il faut donc disposer de deux filtres accordés l'un au-dessus de 65 kc/s l'autre en dessous de 55 kc/s. On verra facilement que leurs fréquences d'accord doivent différer de $m \times 10$ kc/s et que, si l'on désire ne pas étendre la gamme du filtre variable, les fréquences B.F. à mesurer sont comprises entre $(m - 1) \times 5$ kc/s et $(m + 1) \times 5$ kc/s. La solution $m = 1$ oblige à mesurer des fréquences très basses et permet des erreurs dues à des inversions de sens de battement. On a choisit $m = 2$ ce qui donne pour les filtres de la voie harmos les fréquences de 50 et 70 kc/s.

On pourra constater qu'il est alors nécessaire que l'oscillateur de 3e changement de fréquence donne dans un des cas les fréquences de 270, 280... 360 kc/s et dans l'autre cas les fréquences 350, 340... 260 kc/s, dans les deux cas d'ailleurs le onzième quartz à 260 ou 360 kc/s est utile car il donne un chevauchement qui permet de ne pas changer de quartz de 1er ou 2e changement de fréquence pour mesurer les fréquences comprises entre $n \times 100$ kc/s et $(n \times 100 + 5)$ kc/s. La position correspondante porte l'indication « – 10 ».

e) *Etalonnage et graduations* : Les fréquences d'accord des différents amplificateurs sont faciles à déterminer. Les amplificateurs de la voie signal sont accordés sur le signal à recevoir et les différentes fréquences transposées. Les amplificateurs de la voie « harmos » doivent être accordés sur l'harmonique inférieur au signal de 5 kc/s au moins et de 15 au plus, c'est-à-dire sur une fréquence différant au maximum de 15 kc/s, en moins pour l'amplificateur H.F., en plus ou moins pour les amplificateurs de 1re ou 2e F.I. Les amplificateurs de la voie harmonique étant en commande unique avec ceux de la voie signal, et l'accord des circuits étant fait sur le signal, les amplificateurs de la voie « harmos » sont légèrement désaccordés. Pour l'amplificateur H.F. le désaccord est négligeable, pour l'amplificateur de 1re F.I., la bande passante est convenablement élargie, mais pour l'amplificateur de 2e F.I., il a été nécessaire de prévoir un léger décalage de l'accord. Ce décalage peut être soit vers les fréquences élevées soit vers les fréquences basses si une self supplémentaire est mise en circuit sous l'action d'un relais. Ce relais est d'ailleurs commandé en même temps que celui qui inverse les filtres à 50 et 70 kc/s.

Les graduations du cadran de l'amplificateur H.F. sont au nombre de 4 et portent les fréquences d'accord des deux amplificateurs signal et harmo pour les 4 gammes. Pour les amplificateurs à 1re et 2e F.I. et celui à 3e F.I. pour la voie signal, deux graduations inverses sont nécessaires suivant le sens du battement du 1er changement de fréquence. Seule la graduation utile est éclairée, la commande se faisant en même temps que la permutation du filtre « harmo ».

Les positions des commutateurs d'oscillateurs portent l'indication du rang du mégacycle/seconde de la centaine ou de la dizaine de kilocycles/seconde « *signal* » correspondant.

Pour l'oscillateur H.F., chaque quartz correspond à 2 indications possibles, mais toujours dans des gammes H.F. différentes. Le commutateur de gamme H.F. est donc utilisé pour allumer un voyant derrière l'indication utile. La conjugaison du commutateur de gamme H.F. et du commutateur de l'oscillateur H.F. permet également de déterminer le sens de battement utilisé et de commander les différentes permutations de filtres ou d'éclairage de graduations qui en découlent.

Pour les oscillateurs de 2e et 3e changement de fréquence l'indication dépend du sens du battement. Ici encore on commande l'éclairage d'un voyant derrière l'indication utile.

f) *Commutation. — Affichage de la fréquence.* — Il est possible de lire la fréquence directement sur les voyants des commutateurs d'oscillateurs. Supposons que les chiffres ainsi lus soient a, b, et c, la fréquence B.F. mesurée z, la fréquence mesurée est :

$$y = (a \times 10^6 + b \times 10^5 + c \times 10^4 + z) \text{ c/s.}$$

a est un nombre variable entre 3 et 26.
b un nombre variable entre 0 et 9 ;
c un nombre variable entre – 1 et 9 ;
z un nombre variable entre 5 000 et 15 000.

Afin de faciliter la lecture et d'éviter les erreurs, les indications sont reportées sur un tableau d'affichage tel que soit directement lisible la fréquence en c/s.

Une première difficulté provient du nombre a, qui peut avoir 2 chiffres. Ici encore la conjugaison des deux commutateurs de gamme H.F. et d'oscillateur H.F. permet d'allumer le cas échéant les chiffres 1 ou 2 dans la colonne des dizaines de Mc/s et le chiffre convenable dans la colonne des Mc/s. Dans une fausse position (par exemple quartz 16,5 Mc/s et gamme H.F. no 1) tout est éteint.

Pour les centaines de kc/s, il faut que l'inversion du sens de battement corresponde à une inversion de l'indication. Il y a donc deux galettes du commutateur utilisées alternativement.

Pour les dizaines de kc/s, il y a la même difficulté aggravée par la présence de la 11e position « – 10 ». Elle affiche le chiffre 0, (comme la position « 0 ») mais allume également par l'intermédiaire d'un relais, un voyant portant l'indication « — 10 kc/s ».

La basse fréquence z est également affichée avec la même présentation de la façon suivante : la fréquence de l'oscillateur B.F. local, après avoir été rendue égale à celle du signal transposé en formant sur l'oscilloscope une ellipse de Lissajoux, est mesurée par un compteur électronique à décades dont les voyants sont situés sur le panneau d'affichage à droite des indications données par les commutateurs d'oscillateurs.

L'indication comprend 4 chiffres, avec éventuellement le chiffre 1 à gauche pour les fréquences comprises entre 10 et 15 kc/s. La présence du chiffre 1 rejaillit sur les indications que devraient porter la colonne des dizaines de kc/s et éventuellement celles des centaines de kc/s, des Mc/s et des dizaines de Mc/s. Ces retenues en cascade auraient pu être reportées sur les 4 indicateurs mais au prix d'une grande complication.

On s'est contenté, quand il y avait lieu, d'allumer un voyant « + 10 kc/s ». Ce voyant est conjugué

avec le voyant « – 10 kc /s », de telle sorte qu'au lieu d'être allumés simultanément ils s'éteignent mutuellement. Il n'y a donc que 3 possibilités correspondant aux trois cas « – 10 kc /s » allumé, « + 10 kc /s » allumé ou tout éteint.

g) *Accessoires* : L'ensemble fréquencemètre étant également un récepteur doit posséder les commodités usuelles. Il y a pour permettre le contrôle auditif du signal reçu, un détecteur à diode suivi d'un amplificateur B.F., et, pour l'écoute des télégraphies un oscillateur de battement. Cet oscillateur est à fréquence variable et en commande unique avec l'accord du filtre 55 à 65 kc /s, il donne une fréquence de battement de l'ordre de 1 000 c /s pour un signal passant dans la bande étroite.

Pour des manœuvres spéciales telles que restitution de modulation téléphonique en secret international, ou pour être utilisé comme oscillateur de substitution, on peut également connecter un oscillateur à commande indépendante couvrant la gamme de 52 à 68 kc /s. Cet oscillateur est suffisamment couplé à la voie « harmo » pour donner dans la voie mesure une tension de fréquence mesurable.

Il y a une commande manuelle ou automatique de gain de la voie signal, et pour la voie « harmos » une commande automatique telle que la tension de sortie de l'harmonique choisie reste constante pour assurer un bon fonctionnement du dernier mélangeur. Leur efficacité est contrôlée par des indicateurs de courant détecté.

IV. Réalisation.

a) *Réalisation électrique.* — Les écarts entre fréquence utile et fréquence image des diverses conversions étant relativement grands, des sélectivités suffisantes sont obtenues pour les trois amplificateurs H.F. 1re et 2e F.I. avec trois circuits accordés. Etant donné le grand nombre d'étages, on a limité l'amplification et on s'est surtout attaché à attaquer les changeuses de fréquence avec des niveaux faibles aussi bien par le signal que par la tension d'oscillateur local sans néanmoins détériorer le rapport signal / bruit. On a également essayé, avec succès, d'obtenir des gains à peu près constants dans toute la gamme de chaque amplificateur. La variation de gain totale possible est en effet la somme des variations de chaque amplificateur.

Cette variation totale est de l'ordre de 10 dB. La régularité a été obtenue en utilisant des circuits dont le facteur de surtension propre est très élevé, et en les amortissant dans la mesure où la sélectivité le permet par des résistances en parallèle. Le même procédé a donné une impédance d'entrée variant peu autour de 75 ohms.

Les oscillateurs sont classiques, mais des lampes de couplage séparées pour les deux voies évitent le passage du signal dans la voie « harmos » et réciproquement.

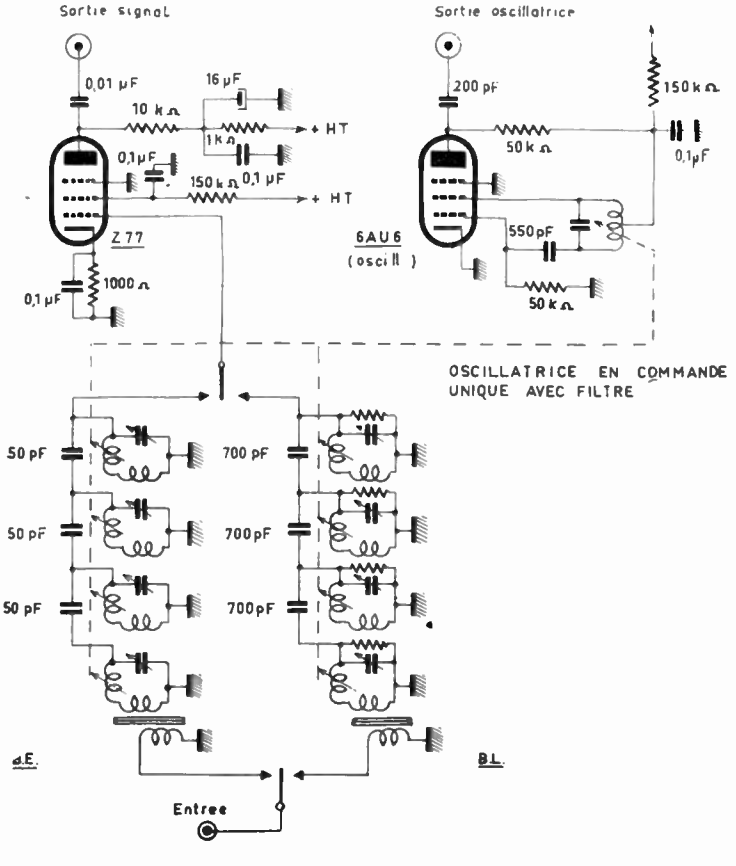


FIG. 5 — Amplificateur à 3e FI (Voie Signal) et oscillatrice de battement.

Dans les amplificateurs à 3e F.I. la sélectivité est introduite par un filtre à 4 circuits accordés couplés et amortis convenablement. Les circuits sont constitués de selfs bobinés sur noyaux de Ferroxcube. Les couplages par capacité en tête, conjugués avec un amortissement convenable des circuits permettent un ajustement de la bande passante à la valeur désirée. Il n'y a aucune difficulté pour les

b) *Exécution mécanique.* — On a essayé de réaliser un ensemble facilement accessible et suffisamment souple pour être éventuellement remanié sans difficulté. Par exemple, les amplificateurs H.F. signal, H.F. harmo et l'oscillateur de 1er changement de fréquence sont placés dans trois caissons séparés, superposés dans la même baie. Les axes de condensateurs variables et des commutateurs de

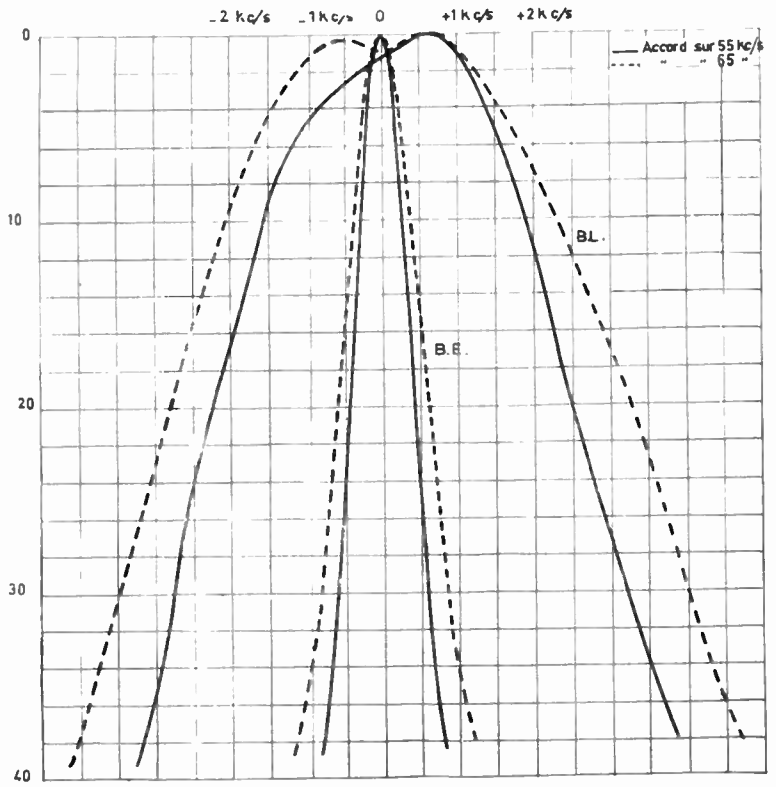


FIG. 6. — Sélectivité signal (3e FI)

filtres à accord fixe, mais les filtres à accord variable ont également pu être réalisés de cette façon. Il a suffi de placer en série avec la self principale une petite self constituée d'un solénoïde dans lequel pénètre plus ou moins un bâtonnet de Ferroxcube. Etant donnée l'étendue relativement faible de la bande couverte (± 8,5 %), il a suffi de quelques précautions mécaniques pour que la sélectivité soit conservée d'une extrémité à l'autre de la gamme, les couplages étant ajustés pour la fréquence centrale. On a prévu un filtre à bande large suffisant pour l'identification des A3 et permettant la séparation des voies de B.L.I. et un filtre étroit pour les télégraphies et la mesure.

L'oscillateur de battement en commande unique comporte également un circuit à accord variable analogue à ceux des filtres variables.

Un bouton de réglage unique entraîne simultanément les noyaux plongeurs des deux filtres et de l'oscillateur.

Pour éviter à l'opérateur la tentation de mesurer des fréquences B.F. trop basses, un filtre 4 – 16 kc/s a été placé dans la voie mesurée.

A titre d'exemple nous donnons le schéma des filtres 55 – 65 kc/s de la voie signal et de l'oscillateur 54 – 64 kc/s (figure 5).

gammes des amplificateurs sont dans le prolongement les uns des autres, si bien qu'on a facilement placé dans le caisson oscillateur situé au centre les organes mécaniques de commande de l'ensemble.

La commande des condensateurs variables, se fait sans démultiplication, par l'intermédiaire de la flasque moletée d'un tambour qui porte également les graduations. Un cache mobile est commandé par le commutateur de gammes.

Si l'on désire ultérieurement réaliser l'accord automatique en fonction de la position des commutateurs d'oscillateurs il suffira de changer le caisson « oscillateur H.F. ».

Il en est de même pour les amplificateurs à 1re et 2e F.I. sauf que l'ensemble amplificateur 1re F.I. et 2e F.I. est placé dans le même caisson pour chacune des voies, et que par conséquent le caisson oscillateur comprend les deux oscillateurs de 2e et 3e changement de fréquence et deux tambours portant les graduations des 1re et 2e F.I.

La 3e baie comprend tout l'équipement de 3e F.I. l'ensemble de contrôle et les oscillateurs de battement, les commandes manuelles et automatiques de gain H.F. et B.F. ainsi que le panneau d'affichage et le compteur électronique.

Les filtres 55 – 65 kc/s sont placés sur la même platine et le bouton de manœuvre entraîne simultanément à l'aide d'une crémaillère les noyaux plongeurs des deux filtres et de l'oscillateur 51 – 64 kc/s. Les filtres se « suivent » assez bien pour qu'une seule graduation soit suffisante.

c) *Compteur électronique.* — Il est constitué d'une suite de décades attaquées par l'intermédiaire d'un caisson de commande. Celui-ci comprend principalement un dispositif d'équarissage et de dérivation du signal sinusoïdal de l'oscillateur B.F., une « porte » laissant passer les impulsions vers les décades, une commande d'ouverture et de fermeture de la porte, et un système de remise à zéro.

A partir d'impulsions dont la fréquence de recurrence est exactement 1 seconde, et qui sont distribuées dans tout le C.M., on commande l'ouverture de la porte une seconde sur deux. Il y a donc comptage pendant une seconde et affichage pendant une seconde. 70 microsecondes environ avant l'ouverture de la porte, une impulsion commande la mise à zéro de toutes les décades.

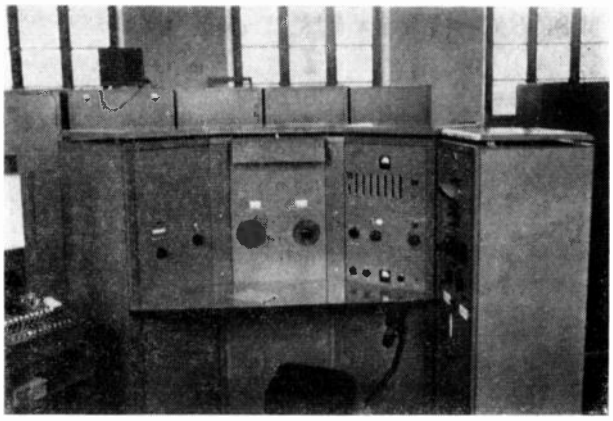


FIG. 7. — Vue d'ensemble

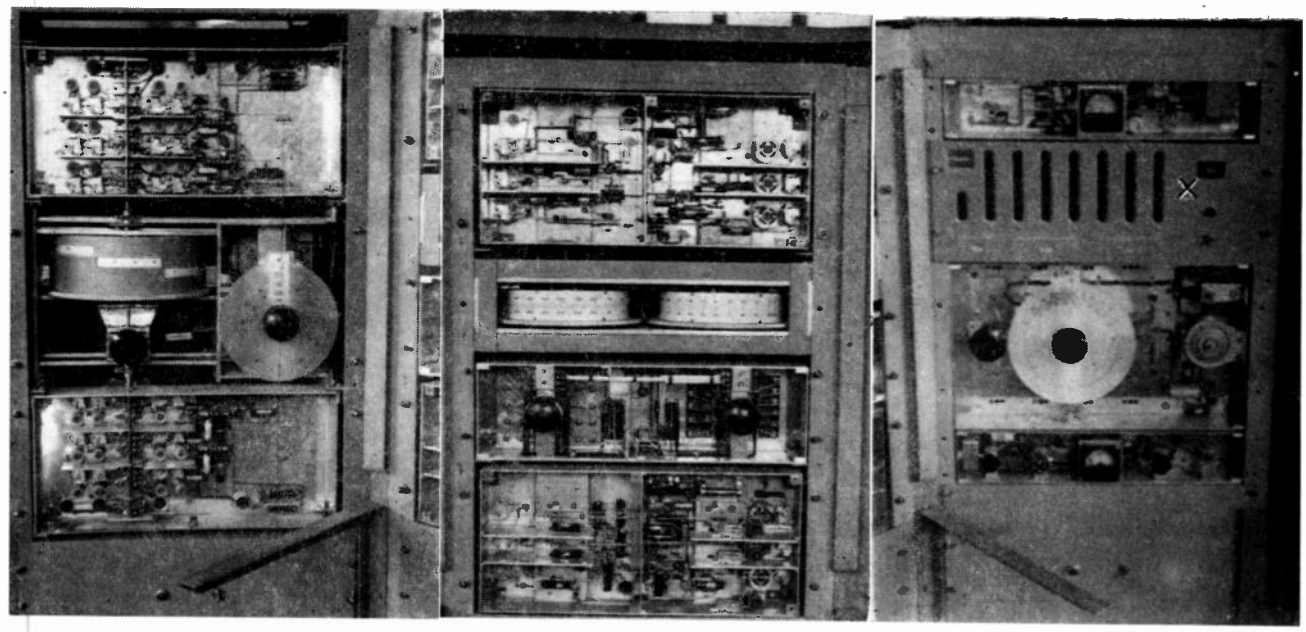


FIG. 8. — Vue des trois baies, les panneaux avants retirés. On notera le câblage vertical à une seule couche. A droite en ×, on peut voir le panneau d'affichage avec les indicateurs lumineux. Les quatre colonnes de droite correspondent au compteur électronique à décade.

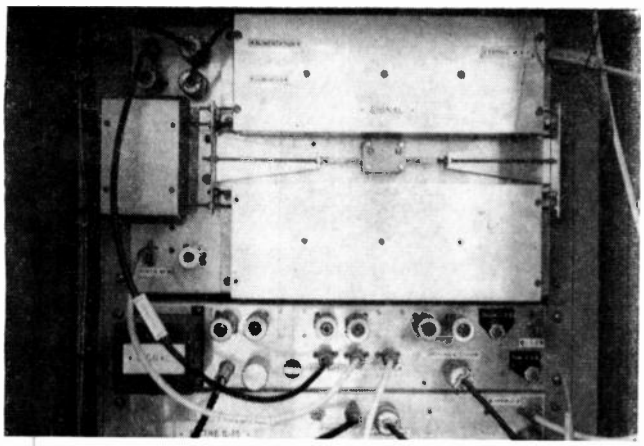


FIG. 9. — Vue arrière de l'ensemble des filtres à accord variable 55-65 kc/s de la voie signal et de l'oscillateur de battement à commande unique.

d) *Présentation.* — On voit sur la photographie la présentation de l'ensemble. La disposition et la forme du pupitre ont été choisies pour faciliter la manœuvre et éviter la fatigue de l'opérateur. A gauche de l'ensemble un petit meuble porte les clés et appareils téléphoniquse à la disposition de l'opérateur. A droite une baie supplémentaire comprend l'oscillographe et le générateur B.F. (bien qu'il ait été prévu de pouvoir les inclure dans le fréquencemètre) ainsi que diverses clés de renvoi et de contrôle.

V. Conclusion.

Cet ensemble constitue un fréquencemètre récepteur dont la précision n'est limitée que par celle de l'étalon fournissant les harmoniques de 10 kc/s. Comme récepteur ses performances sont très satisfaisantes, si l'on tient compte du fait que l'on ne dispose que de deux largeurs de bande, et la sensibilité et la sélectivité en B.E. sont telles que l'on peut mesurer facilement les signaux très brouillés et extrêmement faibles.

Par rapport au fréquencemètre « 2737 OC », il présente un inconvénient dans la faible gamme couverte par la 3e F.I. ce qui oblige à changer de quartz de 3e changement de fréquence chaque fois que l'on change de dizaine de kc/s. En revanche on a beaucoup moins souvent à changer de gamme H.F. D'autre part la manœuvre suit un schéma logique tellement simple qu'il suffit de deux ou trois manipulations pour être entièrement familiarisé avec l'appareil. La rapidité est du même ordre que celle du « 2737 OC » mais s'obtient avec beaucoup moins d'entraînement.

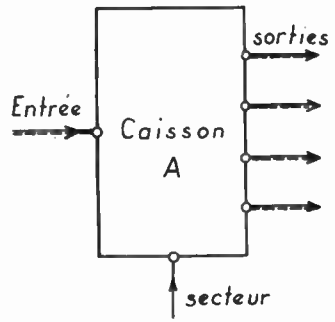
Pour terminer je tiens à rendre hommage au soin qu'a apporté à cette réalisation le personnel technique du Centre de Mesures, sous la direction de M. LEMAITRE ainsi que le personnel de l'atelier de NOISEAU.

SPÉCIFICATION R. T. F.	DISTRIBUTEUR VIDEO A 4 DIRECTIONS	S.N. 121 F Extrait

FONCTION

Le distributeur video transmet et délivre sur 4 sorties le signal entrant qui peut être l'un quelconque des signaux suivants, signaux d'image simples ou complets, signaux de base.

PRÉSENTATION MÉCANIQUE. — Un caisson type A.



CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES.

Le distributeur reçoit un signal et le distribue sur 4 sorties. La polarité du signal est conservée dans la transmission.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES.

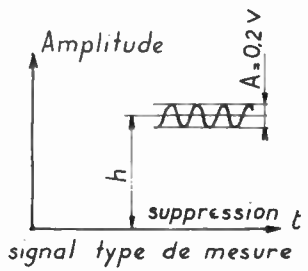
Gain. — réglable manuellement entre + 6 dB et - 4 dB minimum.

Tension d'entrée admissible.
0,5 V ≤ V entrée ≤ 1,5 V crête à crête.

Tension de sortie maximum.
1,5 V crête à crête.

RÉPONSE AMPLITUDE — AMPLITUDE.

Signal de mesure. — Signal de gris variable (h) modulé à 0,2 V constant.
On observe en sortie l'amplitude A du signal modulant.



CONDITIONS.

1° Sur le signal video complet.

pour 0,1 V ≤ h ≤ 0,6 V, A > 0,9 A max.
pour 0,6 V < h ≤ 1,1 V, A > 0,8 A max.

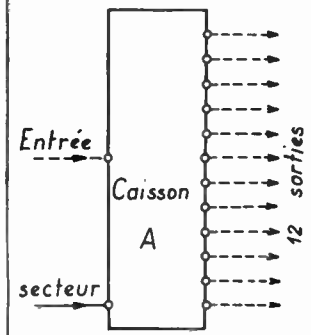
2° Sur signal d'image sans synchro.

pour 0,1 V ≤ h ≤ 0,9 V, A ≥ 0,9 A max.
pour 0,9 V < h ≤ 1,4 V, A ≥ 0,8 A max.

SPÉCIFICATION R. T. F.	DISTRIBUTEUR DE SIGNAUX DE BASE	S.N. 122 B Extrait

FONCTION.

Le distributeur transmet et délivre sur 12 sorties le signal entrant qui peut être l'un quelconque des 3 signaux de base.



PRÉSENTATION MÉCANIQUE. — Un caisson type A.

CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES.

Le distributeur reçoit le signal sur une entrée et le distribue sur 12 sorties. La polarité du signal est conservée dans la transmission.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES.

Gain. — réglable manuellement entre + 6 dB et - 3 dB

Tension d'entrée admissible.
0,5 V ≤ V_e ≤ 1,5 V.

Tension de sortie nominale. — 1 V.

Tension de sortie maximum. — 1,2 V.

RÉPONSE TRANSITOIRE.

DÉGRADATIONS DES FRONTS RAIDES.

Signal d'entrée. — Signal rectangulaire d'amplitude 1 V.

Temps d'établissement : τ_1 tel que 65 mμs ≤ τ_1 ≤ 75 mμs.

Rapport de suroscillation : S_1 < 0,05.

En sortie.— Temps d'établissement τ_1 — 5 mμs < τ_2 < τ_1 + 5 mμs

Rapport de suroscillation S_2 ≤ 0,05

RÉPONSE AUX FRÉQUENCES BASSES.

Signal d'entrée : Signal carré à 50 c/s
En sortie : Dénivellation ≤ 5 %.

STABILITÉ DU GAIN G

Dans tous les cas d'utilisation G ≥ 0,95 G. max.

L. GOUSSOT

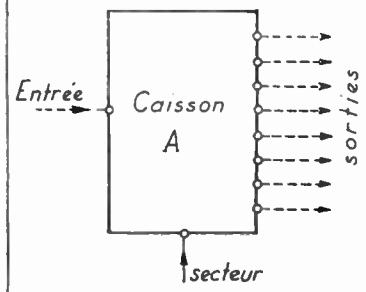
SPÉCIFICATION R. T. F.	DISTRIBUTEUR DÉPHASEUR DE SIGNAUX DE BASE	S.N. 123 B Extrait

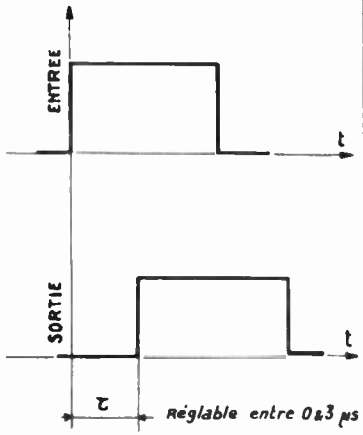
FONCTION.

Le distributeur déphaseur transmet et délivre sur 8 sorties le signal entrant qui peut être l'un quelconque des 3 signaux de base, après avoir amélioré la forme du signal et introduit un retard déterminé réglable.

PRÉSENTATION MÉCANIQUE

Un caisson type A.





CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES.

Le distributeur reçoit le signal sur une entrée et le distribue sur 8 sorties, la polarité étant conservée.

Le signal sera corrigé des imperfections dues à la transmission sur un câble souple type 75 M. D. non corrigé dont la longueur peut atteindre 300 m.

Un retard réglable entre le minimum possible et 3 µs par bonds de 0,1 µs, sera introduit sur le signal entre entrée et sortie.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

Caractéristiques identiques à celles du distributeur S.N. 122B.

RÉPONSE TRANSITOIRE

DÉGRADATION DES FRONTS RAIDES.

Signal d'entrée :

Signal rectangulaire d'amplitude 1 V.
Temps d'établissement , déformé par
Rapport de suroscillation 1 300 m de câble.

En sortie :

Temps d'établissement . 65 m µs τ 75 m µs
Rapport de suroscillation : S_2 0,05

RÉPONSE AUX FRÉQUENCES BASSES

Signal d'entrée : Signal carré à 50 c s

En sortie : Dénivellation 5 %

STABILITÉ DU GAIN G

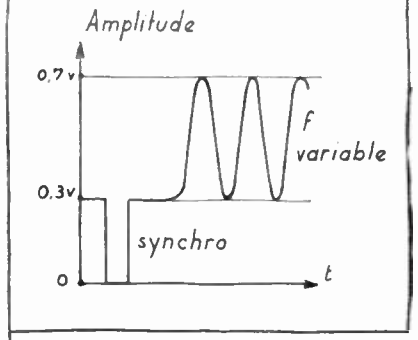
Dans tous les cas d'utilisation G 0,90 G max.

STABILITÉ DES SIGNAUX DE SYNCHRONISATION

Dans les conditions de l'essai précédent sur signal vidéo. L'amplitude S du signal de synchro conserve la valeur :

S 0,30 0,02 V pour 0,1 V h 0,6 V.

S 0,30 0,03 V pour 0,6 V h 1,1 V.



RÉPONSE AMPLITUDE — FRÉQUENCE.

Signal de mesure.

Condition : Gain. — Tolérance par rapport à la valeur à 1 Mc s : 1 dB entre 1 000 c s et 12 Mc s.

RÉPONSE TRANSITOIRE

Dégradations des fronts raides.

Signal d'entrée. — Signal rectangulaire d'amplitude 1 V.

Temps d'établissement : τ_1 tel que
65 m µs τ_1 75 m µs

Rapport de suroscillation : S_1 0,02

En sortie. — Temps d'établissement : τ_1 — 5 m µs τ_2 τ_1 5 m µs

Rapport de suroscillation : S_2 0,05

RÉPONSE AUX FRÉQUENCES BASSES.

Signal d'entrée : Signal carré à 50 c s

En sortie : dénivellation 5 %.

STABILITÉ DU GAIN G.

Dans tous les cas d'utilisation G 0,95 G max.

SPÉCIFICATION R. T. F.	COMMUTATEUR DE MÉLANGE D'IMAGE	S.N. 232 C Extrait 1

FONCTION. — Le commutateur de mélange assure en fonction principale la commutation par tout ou rien ou par mélange progressif des signaux d'image pour le montage du programme.

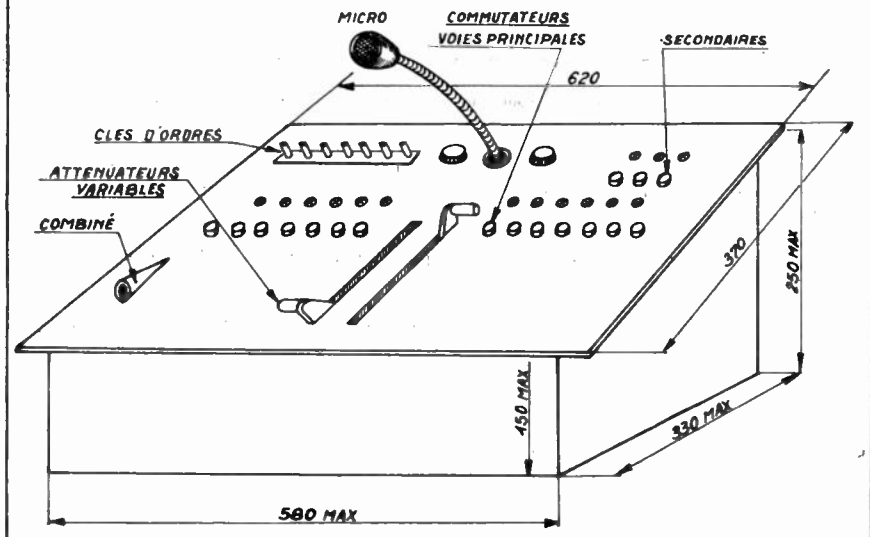
Il comprend 6 entrées pour signaux d'image sans synchronisation et 2 entrées secondaires pour signaux complets en synchronisation libre.

PRÉSENTATION MÉCANIQUE. — Le commutateur comprend deux éléments réunis entre eux par câbles.

— Un caisson type D comportant les organes techniques de commutation,

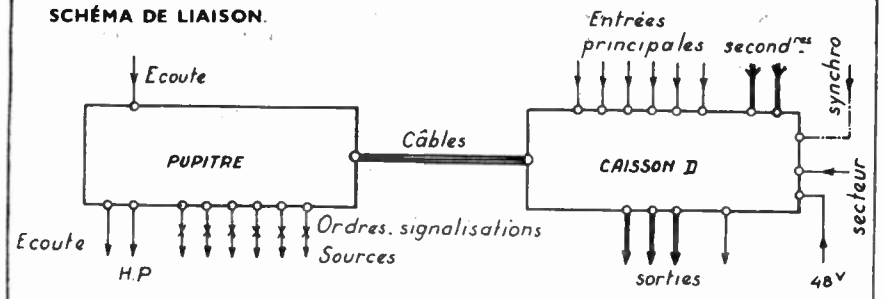
— Une platine de commande, rassemblant les organes de commande des commutations, à fixer sur un meuble pupitre.

Les dimensions hors tout de cette platine sont précisées sur la figure ci-contre qui donne également la disposition des organes de commande.



SPÉCIFICATION R. T. F.	COMMUTATEUR DE MÉLANGE D'IMAGE	S.N. 232 C Extrait 2

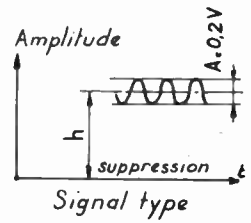
SCHÉMA DE LIAISON.



Retard à la transmission minimum.

Le signal de synchro présente par rapport au signal de suppression des signaux d'image principaux, un retard de l'ordre de 0,75 µs.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DES LIAISONS VIDEO.



Gain – 0 ± 3 dB réglable sur chaque entrée par potentiomètre.

Réponse amplitude — amplitude.

Signal de mesure. — Signal de gris variable (h) modulé à 0,2 V constant, Signal simple sur les entrées principales. Signal complet sur les entrées secondaires.

On mesure en sortie l'amplitude A du signal modulant.

Condition.

1° SORTIE DU SIGNAL VIDEO COMPLET.

pour $0,1\ V \leqslant h \leqslant 0,6\ V$.	$A \geqslant 0,9$ A max.
pour $0,6\ V < h \leqslant 1,1\ V$.	$A \geqslant 0,8$ A max.

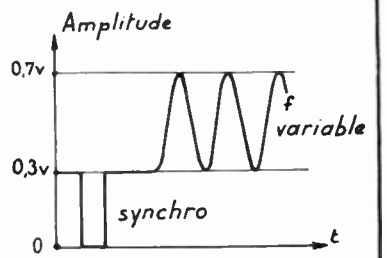
2° SORTIE DU SIGNAL D'IMAGE SIMPLE

pour $0,1\ V \leqslant h \leqslant 0,9\ V$	$A \geqslant 0,9$ A max.
pour $0,9\ V < h \leqslant 1,4\ V$	$A \geqslant 0,8$ A max.

Stabilité des signaux de synchronisation. Pour un signal de synchro à l'entrée d'amplitude constante et pour h variable dans les limites précédentes, l'amplitude S du signal de synchro en sortie aura pour valeur :

$S = 0{,}30 \pm 0{,}02$ V pour $0{,}1 \text{ V} \leqslant h \leqslant 0{,}6$ V

$S = 0{,}30 \pm 0{,}05$ V pour $0{,}6 \text{ V} \leqslant h \leqslant 1{,}1$ V



Réponse amplitude — fréquence.

Condition. — Gain : tolérance par rapport à la valeur à 1 Mc/s : ± 1 dB entre 1 000 c/s et 12 Mc/s.

Dégradation des fronts raides.

SIGNAL D'ENTREE. — Signal rectangulaire d'amplitude 1 V. Temps d'établissement τ_1 tel que $65 \text{ m}\mu\text{s} \leqslant \tau_1 \leqslant 75 \text{ m}\mu\text{s}$. Rapport de suroscillation $s_1 \leqslant 0{,}02$.

SIGNAL DE SORTIE. — Temps d'établissement $\tau_1 = 5 \text{ m}\mu\text{s}$ $\tau_2 \leqslant \tau_1 + 5 \text{ m}\mu\text{s}$

Temps de suroscillation — s_1 0,05.

Réponse aux fréquences basses.

Signal d'entrée : signal carré à 50 c/s

En sortie : Dénivellation 5 %

Stabilité du gain. — Dans tous les cas d'utilisation, G 0,95 G max.

Diaphonie entre voies. — Sur une voie entrée en préparation non commutée sur la sortie, on applique le signal de la mire S.N. 951 et sur une autre entrée en transmission on applique un signal de gris uniforme réglable.

Sur l'image de sortie la mire doit rester imperceptible.

Condition de commutation. — Le procédé de commutation est libre.

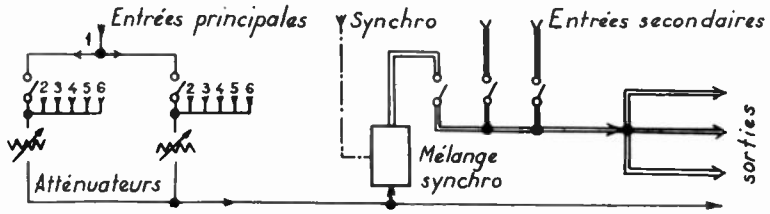
La commutation par tout ou rien des voies principales sera aussi rapide que possible sans perturbation visible de l'image.

La commutation des voies secondaires, sans perturbation sur l'image, pourra se faire en un temps plus long, par passage rapide au noir.

La loi de variation des atténuateurs en fonction du déplacement de la poignée sera linéaire avec extinction plus rapide en fin de course.

CARACTÉRISTIQUES DE FONCTIONNEMENT. — Le commutateur comprend **6 entrées principales** pour signaux d'image qui sont répartis en deux voies sur lesquelles ils sont commutés par tout ou rien. Chaque voie est contrôlée par un atténuateur variable et les deux voies sont mises en parallèle. Le signal d'image ainsi sélectionné aboutit ; d'une part à une sortie d'utilisation et d'autre part à un étage où il reçoit le signal de synchronisation le transformant en signal complet.

Ce signal video et deux signaux video provenant de **2 entrées secondaires** sont commutés par tout ou rien sur une voie commune qui distribue le signal sur 3 sorties. Dans cette commutation, les signaux peuvent avoir des retards relatifs quelconques.



DISPOSITIONS DIVERSES. — Toutes les commutations des signaux video se font dans le caisson. Elles sont commandées du pupitre par circuits à courant continu (ou B.F.).

Les commandes se font par boutons poussoirs, un seul bouton de chaque voie restant enclenché, les manœuvres sont contrôlées par des voyants lumineux allumés à l'enclenchement (signalisation sous 48 V).

Les atténuateurs variables sont commandés par leviers à course linéaire, la position sur l'avant correspond à la transmission non atténuée.

Toutes les commandes, à l'exception des atténuations variables, sont doublées par des boutons ou clés sur la face avant du caisson.

Un contact de travail est prévu en réserve sur chacun des boutons poussoirs des deux voies principales. Le circuit est renvoyé en prise multibroche sur la platine.

SPÉCIFICATION R. T. F.	COMMUTATEUR DE MÉLANGE RÉSEAU D'ORDRES DES CAMÉRAS	S.N. 232 C Extrait 3

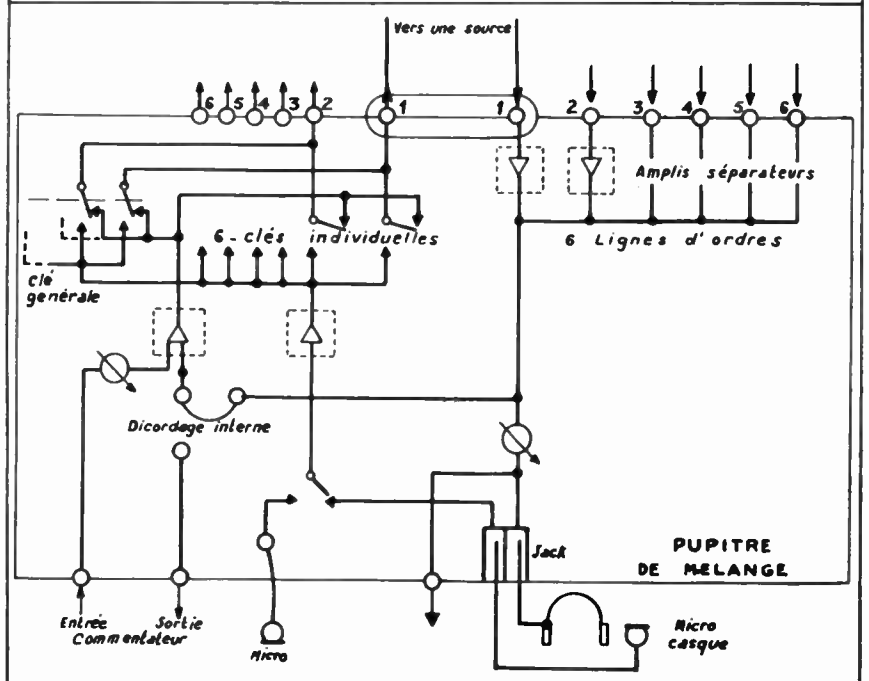
Le pupitre de mélange constitue le poste principal de commande pour les ordres d'exploitation donnés aux sources des signaux d'images (caméras, voies télécinémas, etc...) à la disposition de l'opérateur de mélange (réalisateur).

SIGNALISATION.

La commutation sur la sortie d'un signal entrant sur les 6 entrées principales entraîne la mise sous tension d'une ligne allumant les lampes de signalisation des organes-sources.

ORDRES.

Schéma unifilaire de principe du réseau d'ordres des sources.



SPÉCIFICATION R. T. F.	PRÉSÉLECTEUR D'IMAGE	S.N. 234 A Extrait

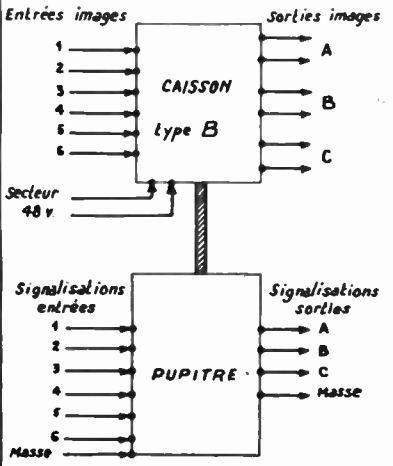
FONCTION. — Le présélecteur assure la commutation de 6 signaux d'image sur 3 voies de sortie. La commutation des signalisations accompagne la commutation des images. Chacune des 3 voies de sortie comporte deux sorties coaxiales dont l'une est plus spécialement réservée au contrôle de l'image.

PRÉSENTATION. — Le présélecteur comprend deux éléments réunis entre eux par un câble.

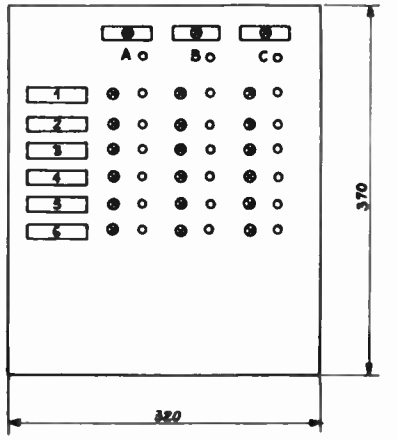
Un caisson comportant les organes techniques des commutations des images. (caisson type B)

Une platine de commande rassemblant les organes de commande qui assurent également les commutations de signalisation. Cette platine est destinée à prendre place sur un pupitre. Ses caractéristiques d'encombrement sont identiques à celles du commutateur de mélange (S.N. 232) à la largeur près ramenée de 620 mm à 320 mm.

SCHEMA DES LIAISONS



DISPOSITION DES ELEMENTS SUR LA PLATINE



CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES.

Commutation. — La commande du présélecteur s'opère par boutons poussoirs à enclenchement. Les boutons sont doublés d'un voyant lumineux.

La commutation des signaux s'opérant sur des images ne passant pas en émission, un léger parasite de commutation est toléré. La commutation peut être effectuée par relais mécaniques.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES.

Gain. — 0 ± 1 dB

Réponse amplitude - amplitude. — Sur signal d'image simple, dans les mêmes conditions que pour le commutateur de mélange (S.N. 232).

Pour $0,1\ V \leqslant h \leqslant 0,9\ V$. $A \geqslant 0,9\ A_{max}$

Pour $0,9\ V < h \leqslant 1,4\ V$ $A \geqslant 0,8\ A_{max}$

Réponse amplitude - fréquence.
Gain; Tolérance par rapport à la valeur à 1 Mc/s : $\pm$ 1 dB de 1 000 c/s à 12 Mc/s

Régime transitoire. — SIGNAL D'ENTRÉE. — Signal rectangulaire d'amplitude 1 V. Temps d'établissement τ_1 compris entre 65 et 75 mμs.

SIGNAL DE SORTIE. — Temps d'établissement tel que $\tau_1 - 5\ m\mu s \leqslant \tau_2 \leqslant \tau_1 + 5\ m\mu s$.

Rapport de suroscillation : $S_s \leqslant 0,05$.

Réponse aux signaux carrés à 50 c s.

En sortie - Dénivellation $\leqslant 5\ \%$

Stabilité du gain. — Dans tous les cas d'utilisation $G \backsim 0,95\ G_{max}$

Diaphonie entre voie. Sur une entrée en préparation non commutée sur une sortie, on applique le signal de la mire S.N. 951 et sur une autre entrée, commutée sur une sortie, on applique un signal de gris uniforme réglable.

Sur l'image grise en sortie, la mire doit rester imperceptible.

CARACTÉRISTIQUES.

La platine de mélange porte les clés de sélection à 3 positions (repos aux centre, travail à retour vers l'avant, travail à enclenchement vers l'arrière). Une clé est commune à toutes les sources.

Le poste d'ordres comprend à volonté :

— un micro sur pied et un haut parleur extérieur ;

— un combiné micro-casque.

Le circuit d'ordres au repos sert à l'écoute d'une modulation extérieure distribuée en local et vers les caméras.

Des atténuateurs permettent le réglage des niveaux d'écoute.

Caractéristiques du signal d'ordres entre organes :

1° Source d'ordres vers les caméras : amplificateur d'impédance interne très faible alimentant en parallèle 1 à 6 lignes d'impédance 200 ohms. Niveau compris entre 0,5 et 1 V eff.

2° Impédance d'entrée sur le circuit de modulation annexe : 200 Ω. Niveau d'entrée + 12 dB. Distribution de ce signal au niveau 0 dB ou - 10 dB (atténuateur).

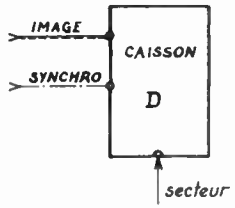
Les liaisons sont du type 4 fils.

Qualité au moins égale à la qualité téléphonique compte tenu d'une écoute possible sur haut parleur.

SPÉCIFICATION R. T. F.	RÉCEPTEUR VIDEO MODÈLE MOYEN	S.N. 811 C Extrait

FONCTION. — Le récepteur traduit le signal video fréquence en image sur tube dit de 25 cm, le format de l'image étant au minimum de 13,5 × 18 cm.

PRÉSENTATION MÉCANIQUE. — Un caisson type D.



CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES.

Le récepteur reçoit à volonté sur son entrée d'image le signal avec ou sans signaux de synchronisation. Dans ce dernier cas, la synchronisation est obtenue par un signal de synchronisation extérieur.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

NIVEAU D'ENTRÉE. — Un réglage de gain permettra de conserver une image normale (30 nits, environ pour les blancs) pour une tension d'entrée comprise entre 0,5 et 1,5 V.

ALIGNEMENT DU SIGNAL. — Sur le tube de réception le niveau de suppression est aligné. La tension d'alignement ne variera pas de plus de 10 % quelle que soit l'image.

RÉPONSE AMPLITUDE-FRÉQUENCE DE L'AMPLI VIDEO.

Tolérance par rapport à la réponse à 1 Mc/s :

± 1 dB de 1 000 c/s à 10 Mc/s.

± 3 dB de 10 Mc/s à 12 Mc/s.

Taux de suroscillation : 10 % sur les fronts raides de signaux types.

RÉPONSE AUX SIGNAUX CARRÉS A 50 c/s.

Dénivellation des paliers ≤ 10 %.

MIRE DE DÉFINITION.

Mire verticale : Mire 800 au centre ; mire 600 aux angles.

BALAYAGE. — **Mire de géométrie** :

Distorsion sur les carrés : ± 6 %

Distorsion de cadre : ≤ 2 % de la diagonale.

ENTRELACEMENT. — La mire horizontale 500 sera distinguée.

OSCILLATIONS DES BORDS VERTICAUX. — Ecart maximum par rapport à la valeur moyenne : ± 0,4 % de la diagonale de l'image.

AMPLITUDE DE BALAYAGE. — Réglable dans les 2 sens jusqu'à ± 10 % de la valeur normale.

CADRAGE. — Réglable dans les 2 sens jusqu'à ± 10 % de la valeur normale.

SPÉCIFICATION R. T. F.	RÉCEPTEUR VIDEO INTERMÉDIAIRE	S.N. 814 C Extrait

FONCTION. — Le récepteur traduit le signal video-fréquence :

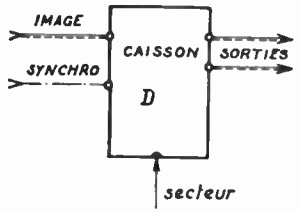
— d'une part en image, le format de l'image étant au minimum de 13,5 × 18 cm.

— d'autre part en profil sur tube oscilloscope.

Un distributeur délivre le signal entrant sur deux sorties d'utilisation.

PRÉSENTATION MÉCANIQUE. — Un caisson type D.

CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES.



Le récepteur reçoit à volonté sur son entrée d'image le signal avec ou sans signaux de synchronisation. Dans ce dernier cas, la synchronisation est obtenue par un signal de synchronisation extérieur.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DU RÉCEPTEUR IMAGE.

NIVEAU D'ENTRÉE. — Un réglage de gain permettra de conserver une image normale (50 nits, environ pour les blancs) pour une tension d'entrée comprise entre 0,5 et 1,5 V.

ALIGNEMENT DU SIGNAL. — Sur le tube de réception le niveau de suppression est aligné. La tension d'alignement ne variera pas de plus de 10 % quelle que soit l'image.

RÉPONSE AMPLITUDE - FRÉQUENCE DE L'AMPLI VIDEO.

Tolérance par rapport à la répoonse à 1 Mc/s

± 1 dB de 1 000 c/s à 10 Mc/s ;

± 3 dB de 10 Mc/s à 12 Mc/s.

Taux de suroscillation ≤ 10 % sur les fronts raides des signaux types.

RÉPONSE AUX SIGNAUX CARRÉS A 50 c/s. — Dénivellation des paliers ≤ 10 %.

MIRE DE DÉFINITION. — Mire verticale : Mire 800 au centre, mire 600 aux angles.

BALAYAGE. — **Mire de géométrie.** — Distorsion sur les carrés ≤ ± 6 %

Distorsion de cadre ≤ 2 % de la diagonale.

Entrelacement. — La mire horizontale 500 sera distinguée.

Oscillations des bords verticaux. — Ecart maximum par rapport à la position moyenne : ± 0,4 % de la diagonale de l'image.

Amplitude de balayage. — Réglable dans les deux sens jusqu'à ± 10 % de la valeur normale.

Cadrage. — Réglable dans les deux sens jusqu'à ± 10 % de la valeur normale.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DE L'OSCILLOSCOPE.

Oscillogramme. — Dimensions minima 50 × 50 mm. Repérage par ligne des niveaux 0 (fond de synchro) 0,3 (suppression) et 1 (blanc).

Gain. — Le rapport $r = \frac{\text{tension d'entrée}}{\text{déviation du spot}} = \frac{V}{d}$ doit être tel que $r \geqslant 0{,}85\ r_{max}$ pour $0{,}5 \leqslant V \leqslant 1{,}2$ Volt. Un réglage de gain est prévu.

Etalonnage. — Un inverseur permet de substituer au signal d'entrée, un signal à 50 c s d'amplitude 1 ± 0,06 Volt.

Réponse amplitude - fréquence. — Tolérance de réponse par rapport à 1 Mc/s :

± 1 dB entre 1 000 c/s et 3,5 Mc/s.

± 3 dB entre 3,5 Mc/s et 5 Mc/s.

Taux de suroscillation ⩽ 10 % sur les signaux types.

Réponse aux signaux carrés à 50 c/s. — Dénivellation des paliers ⩽ 5 %.

Alignement. — Le fond des signaux est aligné et un réglage permet d'amener le niveau correspondant sur la ligne repère. Le niveau ne variera pas de plus de 10 % de l'élongation maximum quelle que soit l'image.

Balayage. — Fréquence 25 c/s et 10 237 c/s.

Amplitude réglable entre ± 10 % de la largeur de l'oscillogramme.

Linéarité — Entre traits correspondant à des durées égales, l'écart entre distances sur l'oscillogramme est inférieur ou égal à 15 % de la distance moyenne.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DU DISTRIBUTEUR.

Gain. — réglable manuellement, égal au maximum à + 6 dB.

Tension de sortie maximum 1,2 V.

Pour les autres caractéristiques, les performances sont semblables à celles d'un distributeur à 4 directions S.N. 121 compte tenu de la limitation à 1,2 V de la tension de sortie maximum.

SPÉCIFICATION R. T. F.	RÉCEPTEUR VIDEO GRAND MODÈLE	S.N. 813 B Extrait

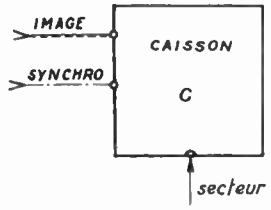
FONCTION.

Le récepteur traduit le signal video-fréquence en image sur tube dit de 43 cm, le format de l'image étant au minimum de 21 × 28 cm.

PRÉSENTATION MÉCANIQUE.

Un caisson type C.

CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES.



Le récepteur reçoit à volonté sur son entrée d'image, le signal avec ou sans signaux de synchronisation Dans ce dernier cas, la synchronisation est obtenue par un signal de synchronisation extérieur.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES.

NIVEAU D'ENTRÉE. — Comme SN 811

ALIGNEMENT DU SIGNAL. — Comme SN 811

RÉPONSE AMPLITUDE-FRÉQUENCE DE L'AMPLI VIDEO.

Tolérance par rapport à la réponse à 1 Mc/s.

+ 1 dB de 1 000 c/s à 8 Mc/s ;

+ 1 à - 3 dB de 8 Mc/s à 10 Mc/s.

Taux de suroscillation ⩽ 10 % sur les fronts raides de signaux types.

RÉPONSE AUX SIGNAUX CARRÉS A 50 c s. Comme SN 811

MIRE DE DÉFINITION. Comme SN 811

BALAYAGE.

Mire de géométrie — Distorsion sur les carrés 6 %
Distorsion de cadre 3 % de la diagonale.

Entrelacement. — La mire horizontale 500 sera distinguée.

Ondulations fixes (synchrones) sur les bords de l'image — Ecart maximum par rapport à la position moyenne, comparé à la longueur de la diagonale de l'image :

Sur les bords verticaux ± 1 %
Sur les bords horizontaux ± 0,5 %

Amplitude de balayage. — Réglable dans les deux sens jusqu'à ± 10 % de la valeur normale.

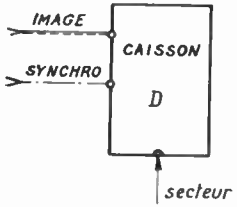
Cadrage. — Réglable dans les 2 sens jusqu'à ± 10 % de la valeur normale.

SPÉCIFICATION R. T. F.	RÉCEPTEUR VIDEO IMAGE-PROFIL	S.N. 815 A Extrait

FONCTION. — Le récepteur traduit le signal video fréquence

— d'une part en image, le format de l'image étant au minimum de 13,5 × 18 cm ;
— d'autre part en profil sur tube oscilloscope.

PRÉSENTATION MÉCANIQUE. — Un caisson type D.



CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES.

Le récepteur reçoit à volonté sur son entrée d'image le signal avec ou sans signaux de synchronisation Dans ce dernier cas, la synchronisation est obtenue par un signal de synchronisation extérieur.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DU RÉCEPTEUR IMAGE.

NIVEAU D'ENTRÉE. — Un réglage de gain permettra de conserver une image normale (50 nits environ pour les blancs) pour une tension d'entrée comprise entre 0,5 et 1,5 V.

ALIGNEMENT DU SIGNAL.— Sur le tube de réception le niveau de suppression est aligné. La tension d'alignement ne variera pas de plus de 10 % quelle que soit l'image.

RÉPONSE AMPLITUDE-FRÉQUENCE. DE L'AMPLI VIDEO

Tolérance par rapport à la réponse à 1 Mc s :
± 1 dB de 1 000 c/s à 10 Mc/s.
± 3 dB de 10 Mc/s à 12 Mc/s.
Taux de suroscillation ≤ 10 % sur les fronts raides de signaux types.

RÉPONSE AUX SIGNAUX CARRÉS A 50 c/s.

Dénivellation des paliers ≤ 10 %

MIRE DE DÉFINITION. — Mire verticale : Mire 800 au centre – 600 aux angles.

BALAYAGE. — **Mire de géométrie.** — Distorsion sur les carrés ≤ ± 6 %
Distorsion de cadre ≤ 2 % de la diagonale.

Entrelacement. — La mire horizontale 500 sera distinguée.

Oscillations des bords verticaux. — Ecart maximum par rapport à la position moyenne : ± 0,4 % de la diagonale de l'image.

SPÉCIFICATION R. T. F.	GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX TYPES	S.N. 931 B Extrait

FONCTION. — Le générateur de signaux types fournit un signal d'image permettant certaines mesures sur les chaînes de télévision.

L'appareil peut être synchronisé extérieurement mais peut fonctionner également en autosynchronisation.

PRÉSENTATION. — Un caisson type B.

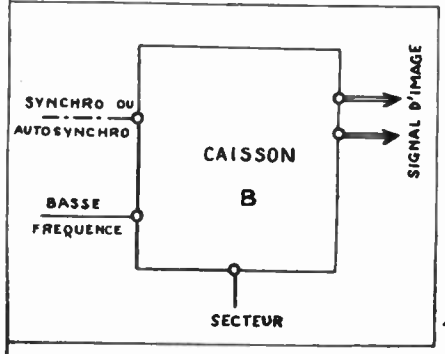
CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES.

Le générateur fournit le signal d'image sur deux sorties :

En autosynchronisation, la fréquence de ligne pourra être indépendante de la fréquence du secteur sur lequel les trames resteront synchronisées.

La fréquence de ligne pourra être synchronisée par un signal de synchronisation extérieur.

Par une commutation, les signaux de base à fréquence de trame pourront être éliminés du signal.



FORMES DES SIGNAUX TYPES (figure).

1° **Signal de gris uniforme** à niveau réglable ;

2° **Signal carré à 50 c/s** ;

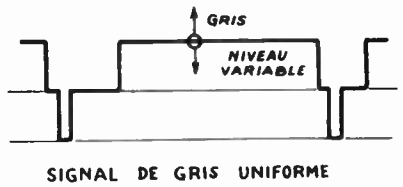
3° **Signal de gris modulé à fréquence élevée.**

Le signal H.F. sera soit un signal rectangulaire produit par l'appareil (200 kc/s environ) synchronisé sur un multiple de la fréquence ligne, soit un signal sinusoïdal fourni par un générateur extérieur à fréquence réglable de 50 c/s à 12 Mc/s.

4° **Signal en dent de scie à pente variable.**

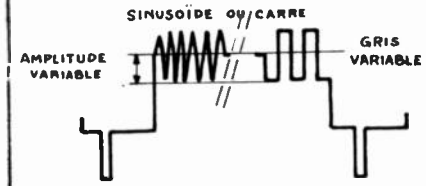
Niveau de sortie. — Réglage indépendant du signal de luminance et du signal de synchronisation.

Signal de luminance : 0 à 1,5 V.

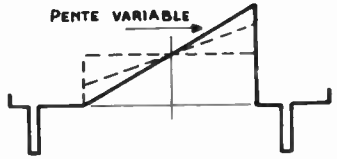


SIGNAL DE GRIS UNIFORME

SIGNAL CARRE A 50 c/s



SIGNAL DE GRIS MODULE



DENT DE SCIE

Signal de synchronisation 0 à 0,4 V. Niveau maximum de sortie du signal complet : 1,5 V.

FORME DES SIGNAUX.

Signaux de base.

Tolérance sur les durées des signaux $\pm$ 5 % des durées normales (S.N. 041).

Taux de suroscillation 0,02.

SIGNAUX DE LUMINANCE.

Dénivellation du palier de gris. $\leq$ 2 %

Dénivellation des paliers des signaux carrés à 50 c s : $\leq$ 3 %.

Temps d'établissement des signaux rectangulaires à 200 kc/s $60 \leq \tau \leq 80$ mμs.

Taux de suroscillation des signaux rectangulaires $\leq$ 0,02.

Amplitude de Balayage. — Réglable dans les deux sens jusqu'à $\pm$ 10 % de la valeur normale.
Cadrage. — réglable dans les deux sens jusqu'à $\pm$ 10 % de la valeur normale.

ALIMENTATION T.H.T.

Tension $V \geq 0{,}9\ V_{max}$ pour un courant variant entre 10 et 100 μA.
Capacité maximum de filtrage : 30 000 pF.
Courant de court-circuit maximum : 2 mA.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DE L'OSCILLOSCOPE.

OSCILLOGRAMME. — Dimensions minima 50 × 50 mm. — Repérage par ligne des niveaux 0 (fond de synchro) 0,3 (suppression) et 1 (blanc).

GAIN. — Le rapport $r = \frac{\text{tension d'entrée}}{\text{déviation du spot}} = \frac{V}{d}$ doit être tel que $r \geq 0{,}85\ r_{ma}$ pour $0{,}5 \leq V \leq 1{,}2$ Volt.
Un réglage du gain est prévu.

ÉTALONNAGE. — Un inverseur permet de substituer au signal d'entrée un signal de 50 c/s d'amplitude 1 $\pm$ 0,06 Volt.

RÉPONSE AMPLITUDE-FRÉQUENCE. — Tolérance de réponse par rapport à 1 Mc s :

$\pm$ 1 dB entre 1 000 c s et 3,5 Mc s
$\pm$ 3 dB entre 3,5 Mc s et 5 Mc s.
Taux de suroscillation : 10 % sur les signaux types.

RÉPONSE AUX SIGNAUX CARRÉS A 50 c s. — Dénivellation des paliers : 5 %.

ALIGNEMENT. — Le fond des signaux est aligné et un réglage permet d'amener le niveau correspondant sur la ligne repère. Ce niveau ne variera pas de plus de 10 % de l'élongation maximum quelle que soit l'image.

BALAYAGE. — Fréquence 25 c s et 10 237 c s.

Amplitude réglable entre $\pm$ 10 % de la largeur de l'oscillogramme.
Linéarité. — Entre traits correspondant à des durées égales, l'écart entre distances sur l'oscillogramme est inférieur ou égal à 15 % de la distance moyenne.

VIE DE LA SOCIÉTÉ

PÉRIODE DU 20 MARS AU 2 JUIN 1956

CONGRÈS INTERNATIONAL « TUBES HYPERFRÉQUENCES »

Paris, du 19 mai au 2 juin 1956

Le Congrès International « Tubes Hyperfréquences » placé sous le haut patronage de M. LONGCHAMBON, Président de la Commission Supérieure à la Recherche Scientifique et au Progrès Technique, s'est tenu à Paris du mardi 29 mai au samedi 2 juin 1956, au Conservatoire National des Arts et Métiers à Paris, 292, rue Saint-Martin.

Son Comité d'Honneur était présidé par Monsieur le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences. Ses Vice-Présidents étaient : M. DEBIESSE, Directeur du Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay, Président de la Société Française des Ingénieurs et Techniciens du Vide, et M. RIGAL, Ingénieur Général des Télécommunications, Président de la Société des Radioélectriciens.

Ce Congrès placé sous la présidence de M. WARNECKE, Docteur ès Sciences, Président de la section « Hyperfréquences » de la Société des Radioélectriciens, Membre d'Honneur de la Société Française des Ingénieurs et Techniciens du Vide, a été organisé par :

LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
et la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES INGÉNIEURS ET TECHNICIENS DU VIDE

Le Congrès réunit un grand nombre de participants tant Français qu'étrangers, près de 600 inscriptions furent recueillies.

De nombreuses personnalités étrangères appartenant à 20 Nations participèrent à ce Congrès.

Parmi les pays étrangers représentés on peut citer :

La République Démocratique Allemande, la République Fédérale Allemande, l'Angleterre, l'Autriche, la Belgique, le Brésil, le Canada, la Hollande, la Hongrie, le Japon, les Indes, l'Italie, la Pologne, la Suède, la Suisse, la Tchécoslovaquie, l'U. R. S. S., les U. S. A., la Yougoslavie.

Les Congressistes ont été reçus à l'Hôtel de Ville par M. de VERICOURT, Vice-Président du Conseil Municipal de Paris, le 29 mai à 17 heures.

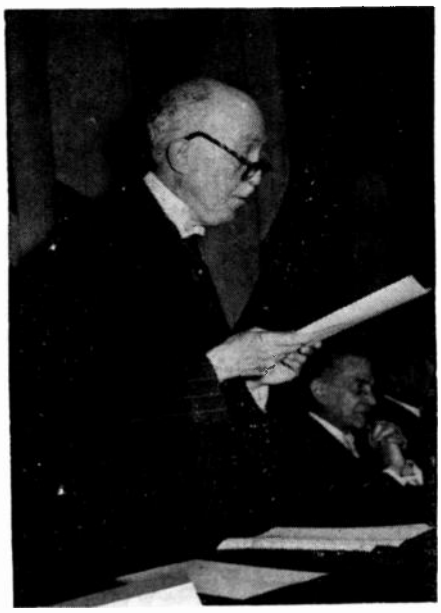
Enfin, le banquet du Congrès réunit environ 260 congressistes le 2 juin à l'Ermitage à Robinson.

Autour de la table d'honneur présidée par M. R. WARNECKE avaient pris place diverses personnalités tant françaises qu'étrangères.

Le programme du Congrès comportait à la fois des communications et une exposition de matériel.

La séance inaugurale : dans l'amphithéâtre Painlevé, au Conservatoire National des Arts et Métiers

WRH



A gauche : Séance inaugurale, M. LONGCHAMBON prononçant son discours entouré de M. le Prince de BROGLIE, M. R. WARNECKE, M. R. RIGAL, M. DEBIESSE.
Au centre : Séance inaugurale, M. le Prince Louis de BROGLIE prononçant son discours, on reconnait à sa gauche M. LONGCHAMBON.
A droite : « L'Onde Electrique » était présente au congrès

Congrès.

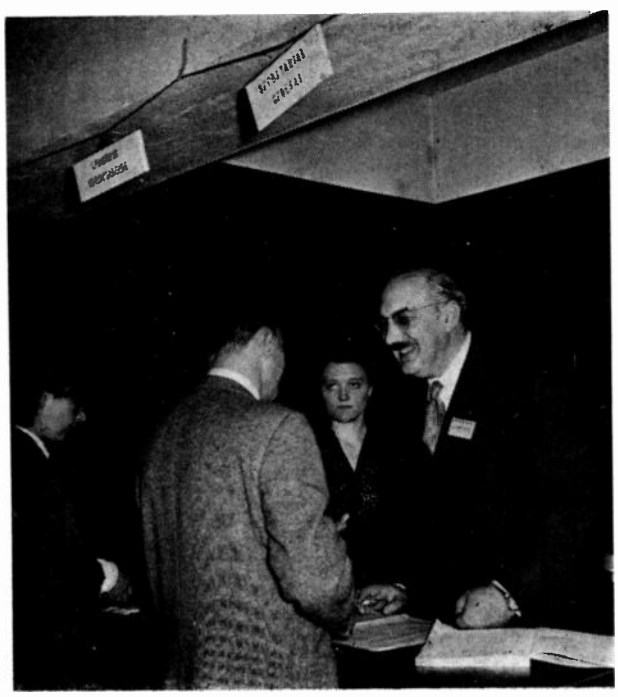
Environ 180 communications furent présentées sur les principaux sujets suivants :

Diodes et lampes à grille de commande,
Magnétrons,
Tubes à modulation de vitesse,
Tubes à propagations d'ondes,
Tubes de conceptions diverses,
Accélérateurs linéaires,
Génération d'ondes par rayonnement électronique direct,
Optique et focalisation,
Décharge dans les gaz et tubes T. R.,
Bruit,
Appareillages de mesure,
Technologie,
Sujets divers.

Communications.

Les communications étaient réparties dans les amphithéâtres Painlevé A, V, Z et Y du Conservatoire des Arts et Métiers obligeamment mis à la disposition du Congrès par son Directeur M. RAGEY.

Le secrétariat général du Congrès



Le cocktail à la Tour Eiffel

Les résumés des communications avaient été réunis dans une brochure distribuée à tous les congressistes. Les textes complets paraîtront, partie dans l'*Onde Electrique* organe de la « Société des Radioélectriciens » et partie dans *Le Vide* organe de la « Société Française des Ingénieurs et Techniciens du Vide ».

En outre, un recueil de toutes les communications en langue française et en langue anglaise ou allemande sera publié par le congrès.

Toutes les séances de travail, qui ont été très suivies, ont donné lieu à des discussions et demandes d'explications complémentaires montrant l'intérêt porté par les participants aux sujets exposés et aux projections qui les accompagnaient.

Ces communications ont permis de confronter largement les idées et des connaissances et de faire le point sur les différents tubes hyperfréquences (tubes à grille de commande, tubes à modulation de vitesse, tubes à propagation d'ondes, tubes T. R. etc..) et sur leurs applications aux radars, aux équipements de radionavigation aérienne, aux projectiles radioguidés, aux câbles hertziens, aux relais de télévision, aux organes utilisés dans la technique atomique, etc..). Elles ont permis de préciser et d'entrevoir de nouveaux et importants développements de tous ces tubes.

Les allocutions prononcées tant à la Séance Inaugurale, qu'à l'Hôtel de Ville de Paris et au Banquet, seront publiées dans un prochain numéro de l'*Onde Electrique*.

Exposition du matériel.

L'exposition de matériel se tenait dans un hall du Conservatoire National des Arts et Métiers.

On distinguait notamment les stands des constructeurs de tubes hyperfréquences tant français qu'étrangers et notamment ceux de la C. S. F.-S. F. R., de la C. F. T. H., des Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquées, de la Société Nationale de l'Outillage R. B. V. et de la R. I., de la Société Anonyme « La Radiotechnique » de la Société anglaise « Standard Telephones and Cables L. T. D., » de la Société Japonaise « Oki-Electric Industry Cº L. T. D. (Tokyo) ».

Toutes ces sociétés présentaient des tubes de puissances diverses s'étendant dans une large gamme d'hyperfréquences (klystrons, magnétrons, tubes à ondes progressives, photodiodes, photo-multiplicateurs, triodes, tubes T. R., etc..).

Le C. N. E. T. présentait des tubes à ondes progressives avec des schémas des courbes caractéristiques.

En outre, plusieurs de ces sociétés ainsi que les Laboratoires R. Derveaux et la Société Philips exposaient des appareils de mesure en hyperfréquences.

A citer également, parmi les exposants la Société des Hauts Fourneaux et Forges d'Allevard (aimants de magnétrons et pièces polaires diverses exécutés par frittage) et « Minitubes » qui exposait des pièces décolletées et embouties de haute précision pour l'industrie électronique utilisées plus particulièrement dans la technique des hyperfréquences.

Vue de la table d'honneur au banquet du Congrès. On reconnait, à *droite* de M. Warnecke qui présidait le banquet : M. Boot (Angl.), Mme Varian, M. Rigal, Mme Ostaltseva (U.R.S.S.), M. Fedorov (U.R.S.S.) ; *à gauche*. M. Weber, (U.S.A.). Mme Aisenstein (Angl.). M. Debiesse .

Le banquet : M. R. Rigal, Président de la Société des Radioélectriciens prononçant son discours.

ACTIVITÉ DE LA SOCIÉTÉ

Inauguration du Groupe de Marseille

C'est le mardi 24 avril 1956 qu'eut lieu la Séance inaugurale du Groupe de Marseille dans la Salle de Cinéma de l'Ecole de Radioélectricité de la Chambre de Commerce, 16, rue Bernard-du-Bois, sous la présidence de M. Hippolyte Parodi, membre de l'Institut, ancien Président de la Société, en présence de M. Jean Matras, Secrétaire Général.

Après avoir rappelé les conditions dans lesquelles a été créé le groupe, M. Parodi en a confié la destinée au Commandant Destray, Directeur de l'Ecole de Radioélectricité qui en assumera la Présidence, assisté de M. Vogel, Maître de recherches au C.N.R.S., Vice-Président, de M. Giraud, Ingénieur des Télécommunications, Secrétaire et de M. Gauvan, Directeur des Etudes de l'Ecole de Radioélectricité de la Chambre de Commerce, Trésorier.

M. Matras, après avoir exprimé les regrets de M.R. Rigal Président de la Société des Radioélectriciens qui s'est trouvé dans l'impossibilité matérielle d'assister à cette inauguration, remercie M. Parodi d'avoir bien voulu présider cette manifestation. Il se réjouit de voir aboutir un des projets les plus chers au Bureau de la Société, puis s'associe aux vœux formulés pour la prospérité du nouveau Groupe qui compte d'ores et déjà une centaine de membres. Il est persuadé que sous la ferme et vigilante impulsion du Commandant Destray, une grande activité ne cessera d'y régner : tout l'appui du Conseil et des organismes centraux lui est dès maintenant acquis.

D'importantes personnalités marseillaises et régionales assistaient à cette inauguration, notamment MM. Gindre, Président de l'Association des Téléspectateurs, représentant le Président de la Chambre de Commerce ; de Laval, délégué de l'Enseignement Technique de la Chambre de Commerce et membre

de la Chambre de Commerce ; LAGIER, Industriel constructeur ; le Commandant BLADIER, chargé de Recherches au C.N.R.S. ; ZENATTI, Président du Syndicat de la Télévision ; MONIN et les délégués de l'industrie radioélectrique, etc...

Au cours de la séance, M. MATRAS a présenté une communication sur « L'évolution des structures techniques et commerciales de la Radiodiffusion et de la Télévision ».

Après avoir chiffré l'importance du développement actuel des radiodiffusions sonore et visuelle (5 mille émetteurs — 315 millions de récepteurs, représentant un capital investi égal à plus de 3 fois le budget annuel de la France, consommant par an 15 milliards de kWH d'électricité, 1 à 2 millions de disques 1/2 million de km de bande magnétique), le conférencier en trace l'évolution interne depuis 1920, date de leur naissance.

L'apparition successive du pick-up électrique, du disque souple, le perfectionnement progressif et continu du matériel technique, les problèmes nouveaux posés par la multiplication des reportages, ont fait éclater le Studio primitif qui s'est transformé peu à peu en un important Centre de Production.

Après la guerre, le magnétophone permettant d'enregistrer toutes les émissions en en conservant la qualité, a modifié une nouvelle fois la structure des Centres : dans les modernes Maisons de la Radio, la place réservée aux Services d'enregistrement est considérable.

Parallèlement, du côté des émissions, s'est poursuivie la course vers les hautes fréquences porteuses. Pour pouvoir donner aux auditeurs plusieurs programmes simultanés, les Radiodiffusions ont laissé dégrader le Service en ondes moyennes, et cherchent actuellement une solution nouvelle : télédiffusion ou émission sur ondes métriques.

La Télévision (en noir et blanc) pose des problèmes assez semblables, mais plus compliqués.

En ce qui concerne les Studios, à la servitude *continuité* des radiodiffusions, s'ajoutent les servitudes de décor et d'éclairage du Cinéma : les solutions actuelles sont, de l'avis du Conférencier, archaïques, encombrantes et onéreuses et nécessitent une importante révision. L'enregistrement direct des images n'est pas encore possible : des recherches sont entreprises pour étendre aux très hautes fréquences, les propriétés, remarquables aux fréquences vocales, du magnétophone.

Symétriquement, les conditions de propagation des ondes métriques sont moins favorables que celles des ondes kilométriques. Or, la bande passante nécessaire à la Télévision est de l'ordre de 1 000 fois la bande passante nécessaire à la Radiodiffusion. Les bandes d'ondes métriques réservées à la Télévision ne permettent pas de placer un nombre suffisant de canaux, surtout quand ces canaux atteignent 14 MHz (cas de la France) de largeur.

Les procédés utilisés pour réduire la largeur de la bande passante n'empêcheront pas une extension des fréquences porteuses vers les ondes décimétriques, encore insuffisamment prospectées.

Les problèmes à résoudre de nos jours sont essentiellement d'ordre économique : la technique en est sujette.

D'une part, les possibilités d'équipement des Radiodiffusions sont insuffisantes, d'autre part, les ressources des utilisateurs sont limitées.

Si le développement des ondes métriques se poursuit à un rythme généralement adapté à celui de la Télévision en noir et en blanc, avec laquelle il présente certains organes communs, la Télévision en couleurs, bien que techniquement mise au point dans des conditions relativement économiques, nécessite de telles immobilisations de capitaux que, même aux U.S.A. son démarrage est encore hésitant. Il n'est pas question, en Europe, de la rendre d'usage courant, avant de nombreuses années.

Le conférencier achève son exposé en essayant d'imaginer les répercussions du développement des radiodiffusions sur celui des autres spectacles. Il regrette, en particulier, l'attitude hostile et négative prise par le Cinéma qui, loin d'être condamné par la Télévision, doit en tirer bénéfice, à condition de se rajeunir et de chercher avec ce qu'il croit être sa rivale une entente qui serve d'abord l'intérêt des spectateurs, seuls arbitres, en fin de compte et auxquels devraient avant tout penser les producteurs et les exploitants.

Réunion du Bureau

Le Bureau de la Société des Radioélectriciens s'est réuni sous la présidence de M. R. RIGAL, Président de la Société des Radioélectriciens le lundi 9 avril 1956 à 16 h. 30 à la Maison des Polytechniciens.

Etaient Présents : MM. ANGOT, BEURTHERET, CABESSA, P. DEMAN, FLAMBARD, GAUSSOT, LAFFINEUR, LIBOIS, MATRAS, MOULON, PICAULT, PONTE.

Assistait à la séance : M. ABADIE.

Etaient Excusés : MM. AUBERT, P. BESSON, LEPRINCE RINGUET, LESCHI.

Au cours de cette séance les principaux points suivants ont été examinés :

1° Projet de Journées d'études consacrées aux problèmes communs posés aux Radioélectriciens et aux Mécaniciens (Exposé du Colonel FLAMBARD) ;

2° Congrès sur le Magnétisme : Exposé de M. AUBERT.

Réunion du Conseil

Le Conseil de la Société des Radioélectriciens s'est réuni sous la présidence de M. R. RIGAL, Président de la Société des Radioélectriciens le lundi 9 avril 1956 à 18 h à la Maison des Polytechniciens.

Etaient Présents : MM. ANDRIEUX, ANGOT, BEURTHERET, BLOEMSMA, CABESSA, CHARLES, CHARLET, P. DAVID, DECAUX, A. DIDIER, FLAMBARD, GALLET, LAFFINEUR, LIBOIS, MANDEL, MATRAS, MOULON, NOZIÈRES, PONTE, TESTEMALE, THIEN CHI VIOLET, WARNECKE.

Assistaient à la séance : MM. ABADIE, GILABERT.

Etaient Excusés : MM. AUBERT, P. BESSON, LEPRINCE RINGUET, LESCHI, LOCHARD, A. PAGÉS, TANTER.

Au cours de cette séance les principaux points suivants ont été examinés :

1° *Congrès sur les Tubes Hyperfréquences.*

M. WARNECKE expose les progrès réalisés dans la préparation du Congrès et montre le succès obtenu dans l'inscription des conférenciers.

2° *Formation du Personnel Technique.*

M. BEURTHERET souligne l'intérêt soulevé par l'ouverture de la nouvelle section.

3° *Congrès sur la Propagation des Ondes.*

M. DECAUX fait un exposé sur les conférences qui seront prononcées.

4° *Congrès sur l'Automation.*

M. MOULON rappelle que le Bureau a décidé de donner à ce Congrès le concours technique de la Société des Radioélectriciens.

5° *Congrès sur le Magnétisme.*

M. E. PICAULT fait le point sur les démarches qu'il a entreprises et le Conseil donne son approbation sur un projet de Congrès placé sous la direction de M. NEEL prévu pour 1957-1958.

6° *Questions diverses.*

Le Colonel FLAMBARD, Secrétaire général adjoint de la Société des Radioélectriciens, signale le Congrès de l'Association pour l'Avancement des Sciences qui se tiendra au mois de juillet 1956 à Dijon.

Le Conseil décide de s'y faire représenter par les Membres locaux de la Société des Radioélectriciens.

Réunions en Sorbonne

Réunion du Samedi 14 Avril 1956.

A l'ordre du jour de cette réunion commune avec la Société Française des Electriciens (S.F.E.) et la Société Française de

Physique, et Présidée par M. R. RIGAL, Président de la Société des Radioélectriciens, figuraient les communications de :

M. E. PICARD, Ingénieur au C.E.A., et de Messieurs H. LEBOUTET et J. VASTEL, Ingénieurs au Laboratoire d'Energie Atomique C.S.F. sur : « *L'accélérateur linéaire à électrons du Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay* ».

Dans leurs communications les conférenciers examinent successivement les points suivants :

Choix du type d'accélérateur, utilisations prévues par les physiciens, détermination des caractéristiques du guide accélérateur et de ses alimentations, étude du massif de protection contre les radiations et enfin description générale de l'accélérateur.

Réunion du Samedi 28 Avril 1956.

Cette Réunion présidée par M. R. RIGAL, Président de la Société des Radioélectriciens était consacrée à une communication de M. P. MARCOU, Colonel des Transmissions et de M. J. DAGUET, Ingénieur en Chef des Télécommunications sur « *Une nouvelle méthode de Transmission de la parole* ».

Le Colonel MARCOU rappelle d'abord la définition d'un signal analytique et montre que ce signal peut être représenté par un vecteur tournant de phase φ et dont l'amplitude varie suivant une loi fonction du temps — Il montre ensuite que l'information fournie par un signal téléphonique de la forme $s(t) = a(t) \cos \varphi(t)$ est contenue aussi bien dans $a(t)$ que dans $\cos \varphi(t)$ — L'originalité du système présenté par les auteurs consiste à séparer les deux fonctions $a(t)$ et $\cos \varphi(t)$ dont les spectres se chevauchent — Cette séparation s'effectue par une translation de fréquence (de pulsation Ω) — On obtient alors un signal de la forme $a(t) \cos [\Omega t + \varphi(t)]$ ce qui permet de supprimer le chevauchement des deux spectres $a(t)$ et $\cos [\Omega t + \varphi(t)]$ — La détection donne $a(t)$ — l'écrêtage donne $\cos [\Omega t + \varphi(t)]$ et la démodulation de ce signal permet d'obtenir $\cos \varphi(t)$ qui est le seul signal conservé et transmis, car il est sensiblement aussi intelligible que le signal lui-même.

En définitive ce nouveau procédé de transmission dit « parole à niveau constant » consiste à faire une transformation à bande latérale unique pour obtenir le signal $a(t) \cos [\Omega t + \varphi(t)]$ qui après écrêtage donne le signal transmis qui est de la forme $\cos [\Omega t + \varphi(t)]$ —

Ce système qui a déjà fait l'objet de quelques expériences satisfaisantes et qui peut être adapté facilement aux dispositifs existants présente les avantages suivants :

1° Avantages de la transmission par bande latérale unique (plus faible encombrement du spectre transmis, démodulation linéaire sans terme d'intermodulation) ;

2° Amplification en classe C donc à grand rendement ;

3° Emission à puissance maximum constante ;

4° Intelligibilité du signal écrêté conservé plus longtemps en présence de bruit que le signal normal ;

5° Le signal se prête aux opérations non linéaires ;

6° Les conditions de transmission sont celles du régime télégraphique et cette transmission peut se faire en ajoutant, au matériel actuel, un modulateur spécial d'où transformation facile et souple.

Cette communication a été illustrée par des expériences montrant les qualités du système et la bonne intelligibilité à la réception de la parole transmise

Activité des Sections

Première Section — « Etudes Générales », « Groupe de Mathématiques appliquées à la Radioélectricité ».

Réunion du mercredi 25 avril 1956.

A l'ordre du jour de cette séance figurait une communication de M. COLOMBO sur les problèmes de physique conduisant à des équations aux dérivées partielles de type elliptique, avec des conditions aux frontières de type mixte. La transformation intégrale de Hankel, ses principales propriétés et son application à la résolution de problèmes aux limites du type ci-dessus. Ceux-ci conduisent alors à deux équations intégrales linéaires, à limites fixes, dites équations duales. Résolution de celles-ci basée essentiellement sur les propriétés des fonctions de Bessel. Quelques exemples d'applications.

Les problèmes traités par le Conférencier se rapportent à l'équation de Laplace, dans le cas de symétrie de révolution. Les méthodes utilisées sont très ingénieuses. Ces problèmes amènent aussi à la résolution de l'équation intégrale de Schlömilch.

Une extension peut être envisagée au cas de l'équation de propagation des ondes et à la résolution de problèmes de diffraction. M. COLOMBO termina en indiquant la bibliographie relative aux problèmes qu'il avait traité.

Troisième Section — « Electroacoustique ».

Réunion du Mercredi 28 Mars 1956.

M. P. CHAVASSE, Secrétaire Général du « Groupement des Acousticiens de Langue Française », avait invité les membres de la 3e Section « Electro-Acoustique » de la Société des Radioélectriciens à assister à la réunion de ce groupement.

A l'ordre du Jour de cette séance figuraient les communications suivantes :

— Les méthodes rationnelles d'isolation des grandes machines de précision par M. F. KATEL.

— Les mesures d'isolement acoustique par M. J. PUJOLLE.

(1re partie — « l'isolement des portes »).

— Un nouveau générateur acoustique à jet d'air par M. R. BOUCHER.

Cinquième Section — « Hyperfréquences ».

Réunion du Lundi 26 Mars 1956.

Cette Réunion présidée par M. R. WARNECKE, Président de la cinquième Section était consacrée à un exposé de M. R. MUSSON-GENON, Docteur ès Sciences, Ingénieur à la C.F.T.H. sur « *Mesure des temps de désionisation des tubes TR et ATR, mesure des puissances de fuite des tubes TR* ».

La méthode décrite par le conférencier permet de rendre visible sur un oscilloscope les variations dans le temps, de l'atténuation produite par un tube TR pendant la désionisation.

Un oscillateur de faible puissance produit un signal entretenu, de fréquence décalée par rapport à celle du magnétron. Ce signal reçu derrière le TR est mélangé avec le signal d'un second oscillateur.

Des précautions doivent être prises pour éliminer un certain nombre de phénomènes qui perturbent la courbe de désionisation et faussent la mesure.

1. Un filtre placé derrière le TR évite l'excitation par choc du cristal et des circuits radio lors du début de l'impulsion hyperfréquence produite par le magnétron ;

2. Les impédances (côté cristal mélangeur et côté magnétron) vues des deux faces du TR doivent être égales à l'impédance caractéristique, pour la fréquence de l'oscillateur local, sinon les réflexions multiples sur les faces du TR déforment la courbe.

La méthode est transposable pour les ATR.

L'examen à l'oscilloscope de la courbe de désionisation permet aisément de mesurer le temps de désionisation à 3 dB et de mettre en évidence les anomalies de la désionisation.

La mesure de la puissance de fuite d'un TR et la séparation de l'énergie dans la pointe et dans le palier peuvent dépendre de la méthode de mesure employée.

Il est possible de définir la puissance de fuite dans le palier comme la puissance de fuite comprise dans le spectre du magnétron.

Si l'on place derrière le TR un filtre qui ne laisse passer qu'une bande de fréquence égale à la largeur du spectre du magnétron, seul le palier est transmis et la pointe réfléchie.

Un échange de vues sur les différentes méthodes utilisées pour les mesures de temps de désionisation et de puissance de fuite a terminé cette réunion.

Réunion du Mardi 10 Avril 1956.

A l'ordre du jour de cette Réunion figurait une communication de MM. R. ZWOBADA, H. PIATTI et A. REGEFFE sur « *Magnétrons Millimétriques (8,6 mm) de Grande Puissance* ».

Les conférenciers définissent successivement les caractéristiques des structures et les conditions de fonctionnement, les problèmes particuliers aux magnétrons millimétriques et les méthodes de fabrications, ainsi que les méthodes et appareillages de mesure.

Nouveaux membres

MM.	Présentés par MM.
ALEXIS Raymond, François, agent technique	DUMOUSSEAU LE CORRE.
ARNAUD Robert, Emile, Henri, Ingénieur à la Société l'Air Liquide	ROYER. CHARBONNIEP.
BARD DE COUTANCE Georges, Ingénieur Radio E.S.E.	BOURGUIGNON CARBONEL.
BARTHEL Louis, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	BOUCHARD QUINET.
BENABES, Jean, Serge, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique).....	PARIS DUCHET.
BIROT Claude, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	CAU COMBE D'ALMA.
BLAIN Max, Ingénieur Civil des Mines	ANGEL INDJOUDJIAN.
BOISSINOT Gérard, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux.	CAU. COMBE D'ALMA.
BRACKMAN Jacques, élève à l'Université de Liège (Institut de Montefiore)	DACOS MATRAS.
DE CAMBRAY Charles, Armand, Ingénieur E.S.E. à la Société Sadir-Carpentier	SALOMÉ LESIEUR.
CORDON Henry, Louis, Marie, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	CAU COMBE D'ALMA
DELOYE Roger, élève à l'Ecole Militaire de l'Air	SAUCET FAZEKAS.
DESSORE Jean, agent technique à la Société la Radiotechnique (section Télévision).....	BOURASSIN MATRAS.
DUBARRY Jean, Raymond, ...	di Giacomo LAVAL.
FABRE Christian, élève à la Section Télécommunications de l'Ecole de l'Air	COUDEYRE BURON.
FRIESS Marcel, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	CAU COMBE D'ALMA.
FRITSCH Alexandre, Ingénieur E.C.T.S.F. agent technique à la Société Industrielle des Nouvelles techniques Radioélectriques.	VILLE TRASSAERT.
GAUCHE Claude, Louis, Jean, élève à la Division d'Instruction des Télécommunications de l'Ecole de l'Air	COUDEYRE BURON.
GENÈVE Raoul, Ingénieur I.R.G., licencié ès sciences, ancien élève de l'Ecole Centrale	CHAMPEIX DUCOT.
HUGOUNENQ Bernard, élève des Télécommunications à l'Ecole de l'Air	COUDEYRE BURON.
D'INGUIMBERT Louis, élève à l'école Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy ..	GOUDET ROBERT.
JULIER Emile, Gustave, André, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications..	RIGAL GAUSSOT.
KERBIRIOU Jacques, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	BOUCHARD QUINET.
KERNEVEZ Michel, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	RIGAL GAUSSOT.
LAMY Claude, Ingénieur E.C.P. et Radio E.S.E. à la Société Pathé Marconi	GILOTAUX BOCHET.
LE BIHAN Raymond, Francis, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	CAU COMBE D'ALMA
LE DANTEC Pierre, élève à la Division des Télécommunications de l'Ecole de l'Air.....	COUDEYRE BURON.
LE MENESTREL François, ancien élève de l'Ecole Polytechnique, Ingénieur des Télécommunications d'Armement	RIGAL GAUSSOT.
LESGOURGUES Jean, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	CAU COMBE D'ALMA.
MAILLARD Jean, Georges, Raymond, Ingénieur A. et M., chef de service au Laboratoire d'Electronique et de Physique appliquée	CHAMPEIX DUCOT
MIALHE Henri Philippe ; André, Agent technique à la S.F.R.....	ELIOT GAGNIÈRE.
NGUYEN Huu Minh, Ingénieur E.S.E. à la Sté d'Electronique et d'Automatisme	BESSON VARRET.
PAIN Gilbert, élève à la Division d'Instruction des Télécommunications à l'Ecole de l'Air	COUDEYRE BURON.
PALLIER Jean, élève à la division d'Instruction des Télécommunications à l'Ecole de l'Air	COUDEYRE BURON
PASCHE Roger, Ingénieur de l'Ecole Polytechnique de Lausanne, Ingénieur Electro-acousticien à la Société Motosacoche à Genève	PARODI MATRAS.
PHAM Huu Phut, agent technique radioélectricien élève à l'Ecole Nationale Supérieure de Radioélectricité de Grenoble	BENOIT MOUSSIEGT.
PICHERIT François, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	CAU COMBE D'ALMA.
POCHET Victor, Jean, Ingénieur E.B.P. (Ecole Bréguet).....	DESTRAY GIRAUD.
POITRINEAU Gilbert, René, agent technique à la Compagnie Industrielle des Téléphones	MAYEUR SELZ.
DE PONTON D'AMECOURT Bruno, Ingénieur E.S. M.E. (Section électronique) (Ecole spéciale de Mécanique et d'Electricité).....	CHAMBOLLE LÉONARD.
POUSSOT Roger, agent technique au C.E.A.	TARABELLA CHÉROT.
RAKSHIT Bejoy-Kumar, Electrical Engineer With Radio Communication, Senior Technical Officer Civil Aviation Dept Group of India	BESSON PORTIER.
ROUILLARD René, élève à la Division d'Instruction des Télécommunications de l'Ecole de l'Air.	COUDEYRE BURON.
SALIOU Charles, Marie, René, agent technique au C.E.A.	LABEYRIE SURDIN.
VASSEUR Gérard, agent technique au C.E.A.	LABEYRIE SURDIN.
VERGER Bernard, Ingénieur E.P.C.I. à l'O.N.E.R.A.	MOREAU BOIVINET.

MM.	présentés par MM.
VIGIER Julien, Joseph, chef du Laboratoire Impulsion Télévision de l'Ecole de l'Air.....	COUDEYRE BURON.
WARTSKI Louis, élève à l'Ecole Supérieure d'Electricité (Division Radioélectricité et Electronique)	GAUSSOT GUÉNARD.
ALLAIRE Gérard, Contrôleur radar	ROBERT TOURAINE.
AURICOSTE, Jean, Georges, Henri, Ingénieur à la Société d'Electronique et d'Automatisme	F.H. RAYMOND NAMIAN.
BALASKOVIC Pierre, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	RAUX OLIVIER. VERDIER. JOSSEROND.
BERRUE Jacques, René, Officier Télémécanicien...	BESSON P. PORTIER.
BOIXIÈRE (DE LA), Ingénieur E.S.E. à la Société Citroën	RIGAL MATRAS.
CARDIM Ostend-Abilhôa, Engenheiro electricista Director de Telégrafos.....	BOUCHARD QUINET.
CARTRON Jean, Claude, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	BOUCHARD QUINET.
COLONI François, Louis, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	BOUCHARD QUINET.
DERRIEUX Henry, Chef de Service Technico Commercial (Radio).	BULLAT CACHON.
DESFOSSES Jacques, Ingénieur au Commissariat à l'Energie Atomique	BESSON P. VARRET.
DUMOLARD Jacques, André, Ingénieur de l'Ecole Spéciale de Mécanique et d'Electricité. Ingénieur de Recherche	BISCHOFF PUN.
DUPOUY Robert, Marcel, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée...	OLIVIER RAUX
FARNOUX Abel, Directeur de la Société Française Radioélectrique Afrique	BLANC-LAPIERRE CACHON.
HUSTIN René, Louis, Ingénieur A.M. élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	GAUSSOT PARIS.
INSTITUT SUPÉRIEUR D'ELECTRONIQUE DE PARIS.	DE MARE BEURTHERET.
SOCIÉTÉ INTERTECHNIQUE	RIGAL NOSLEY.
KATRANGI Mohamed-Hachem, élève au Conservatoire National des Arts-et-Métiers.....	LEFRAND E. DIDIER A.

OFFRES D'EMPLOI

0.79. — Zenith Radio Corporation. Chicago, U.S.A. recherche : ingénieurs spécialistes de l'électronique pour études et développements de :

circuits de réception de télévision aussi bien pour le noir et blanc que pour la couleur ;

systèmes d'impulsions et transmissions codées ;

tubes électroniques hautes fréquences ;

circuits employant des transistors.

Les personnes intéressées doivent parler l'anglais et être amenées à prendre la citoyenneté américaine.

Réponses en langue anglaise, comportant un curriculum vitae complet, une photographie et des références françaises ou autres doivent être envoyées par la voie aérienne à :

M. Alexander Ellett
Vice President in Charge of Research
Zenith Radio Corporation
6001 West Dickens Avenue
Chicago 39, Illinois
United States of America

0.80. — Zenith Radio Corporation Chicago, U.S.A. recherche : personnes diplômées en physique, chimie-physique et physico-métallurgie pour études de :

propriétés physiques et chimiques des semiconducteurs ;

dislocations des cristaux presque parfaits ;

méthodes de construction d'appareillages employant des semiconducteurs ;

propriétés des semiconducteurs à très hautes fréquences ;

propriétés et méthodes de préparation des matériaux ferro-électriques et ferro-magnétiques ;

recherche des propriétés de matériaux nouveaux.

Les personnes intéressées doivent parler l'anglais et être amenées à prendre la citoyenneté américaine.

Réponses en langue anglaise, comportant un curriculum vitae complet, une photographie et des références françaises ou autres doivent être envoyées par la voie aérienne à :

M. Alexander Ellett
Vice President in Charge of Research
Zenith Radio Corporation
6001 West Dickens Avenue
Chicago, 39 Illinois
United States of America

0.81. — « Pathé-Marconi Chatou, Boîte Postale 30, demande 1 A.T.2 radio télévision, 1 Contremaître bobinage, 1 A.T. 3 pour recherches télévision et transistors. Plusieurs années d'expérience très souhaitable ». Ecrire avec curriculum ou téléphoner pour premier contact à PRIncesse 16-48. — Service du Personnel.

0.82. — « Recherchons pour Région Sud-Est Ingénieurs Electroniciens grande école débutant ou ayant quelques années pratique laboratoire ou industrie ». Ecrire à la Société qui transmettra.

0.83. — « Offrons postes suivants pour Ingénieurs spécialisés ou désirant se spécialiser dans la recherche et le développement dans les domaines suivants :

1º Acoustique sous-marine ;

2º Servomécanismes.

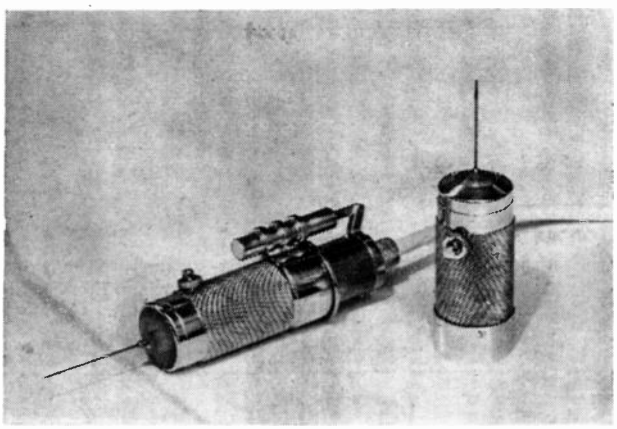
Recherchons Agents Techniques 3e catégorie, pour Radiotechnique générale ».

L'Electronique Appliquée, 25, rue du Docteur-Finlay, Paris-15e.

DOCUMENTATION TECHNIQUE

SONDE A HAUTE IMPÉDANCE S.A. 300 POUR MULTIMESUREUR E.R.I.C.

Les laboratoires des Etablissements LEMOUZY présentent la sonde S.A. 300 qui constitue un convertisseur électronique à haute impédance d'entrée et à faible impédance de sortie, gain 0,9. Elle permet de mesurer notamment en basse et moyenne



fréquence (20 Hz à 1 MHz), des tensions pouvant atteindre plusieurs dizaines de kilovolts sur circuits à impédance élevée.

Caractéristiques de base Impédance :

R de $5{,}10^9$ Ω à 10^{13} Ω ; *C* de 0,5 à 3 *pF* selon le calibre.

Bande passante à ± 1 % : de 20 Hz à 300 MHz.

Précision : 2,5 % à 3 % de la pleine déviation sur le calibre 2 Volts.

2 % sur les calibres supérieurs et sur signaux rectangulaires de rapport cyclique ⩾ 1/100.

Sensibilité maxima : 0,01 Volt par division.

Calibres :

— *Sans atténuateur* : 1, 2, 5, 10 Volts pleine déviation.
— *Avec atténuateur normal* : 40, 100, 200, 500, 1 000 Volts.
— *Avec atténuateur spécial* : 5 000, 10 000, 35/50 000 Volts.

Alimentation par bloc séparé s'adaptant au Multimesureur.

VOLTOHMMÈTRE ÉLECTRONIQUE

Le Voltohmmètre électronique modèle 743 de la Société MÉTRIX permet d'effectuer :

— les mesures de tensions continues avec une impédance d'entrée de 100 MΩ,

— les mesures de tensions alternatives dans une gamme de fréquence s'étendant de 20 c/s à 600 Mc/s,

— les mesures de résistances de 1Ω à 1 000 MΩ.

Les mesures de tensions alternatives sont réalisées à l'aide d'une sonde unique pour toute la gamme de fréquences.

Equipée d'une diode spécialement construite pour cet usage, la sonde a une capacité d'entrée très faible (voisine de 2 pF).

La conception de l'amplificateur et du dispositif de compensation assure une excellente stabilité tant en fonction du temps que des variations de tension secteur. L'ajustage du zéro effectué sur le calibre le plus faible est valable pour tous les calibres.

Caractéristiques techniques :

Mesure des tensions continues :

7 *calibres* : 1,6, 5, 16, 50, 160, 500, 1 600 *Volts.*

— polarité positive et négative par rapport à la masse,

— résistance d'entrée : 100 MΩ,

— une pointe de touche comportant une résistance série de 1 MΩ permet la mesure de tensions continues sans perturber le fonctionnement du circuit.

Précision : ± 3 % de la déviation totale.

Mesure des tensions alternatives :

5 *calibres* : 1,6, 5, 16, 50, 160 *Volts.*

— capacité d'entrée : 2,2 pF shuntée par une résistance de 15 MΩ,

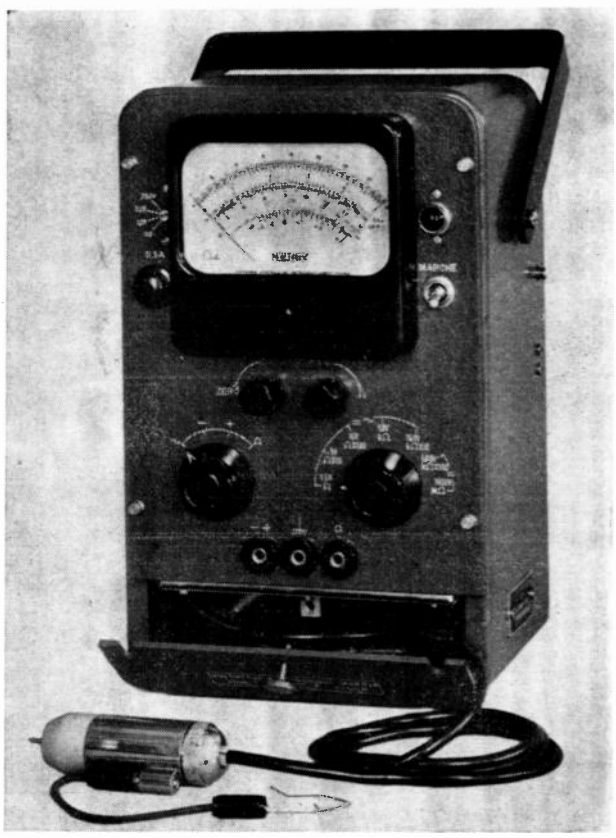
— précision à 50 c/s : ± 3 % de la déviation totale,

— réponse en fréquence : constante à ± 1,5 dB de 12 c/s à 600 Mc/s.

Mesures en décibels : échelle de — 4 à + 6 dB.
Saut de 10 dB entre 2 calibres consécutifs.
Point 0 dB = 0,775 V soit 1 mW sur 600Ω.

Résistances : 7 calibres couvrant la gamme de 1Ω à 1 000 MΩ.
Point milieu de l'échelle : 20Ω.

Accessoires divers : Sonde THT, Diviseur alternatif 1/10, Raccord coaxial, Té de mesure.



Imprimerie Marcel Bon, Vesoul. — Dépôt légal : 3e trimestre 1956. — I. n° 25 — 4.900.578 E. n° 20. — La gérante : Mme Chiron

2 7 1956

Library
Boulder Laboratories
National Bureau of Standards
Boulder, Colorado

36e ANNÉE - N° 352
JUILLET 1956
PRIX : 300 FRANCS

L'ONDE ÉLECTRIQUE

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6e

Notre couverture :

Actuellement en service à Croix d'Hins, sur la ligne S. N. C. F. du record du monde, un équipement de Télécommande et de Télésignalisation "Tout à relais", réalisé par la Société T. R. T.

●

Numéro consacré à
L'ÉLECTRONIQUE
INDUSTRIELLE
ET A
L'AUTOMATISME

ANHYSTER-MUMETAL
Fe-Ni à haute perméabilité

RECTIMPHY
Pour amplificateurs magnétiques

IMPHYSIL
Fe-Si orienté à faibles pertes

DILVER-PLATINITE
Soudables au verre

INVAR-ADR
A faible dilatation

SUPER-NICKIMPHY
Nickel pour cathodes

BILAMES
Régulation thermostatique

JOULPHY
Alliage à magnétostriction

VILPHY
Alliage à effet Villari marqué

DILPHY
A forte dilatation

IMPHY

SOCIÉTÉ MÉTALLURGIQUE D'IMPHY

84, RUE DE LILLE, PARIS-7e ★ TÉLÉPHONE INV. 38-14

AGENCE PUBLÉDITEC-DOMENACH

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

Vol. XXXVI **JUILLET 1956** **N° 352**

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6e. — C.C.P. Paris 53-35

Abonnements 1 an : France : 3.000 F ; Etranger : 3.300 F — Prix de ce N° : 300 F

Exclusivité de la Publicité : M. R DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, PARIS-6e. Tél LIT 79 53

SOMMAIRE

		Pages
Compte-rendus de la Journée du 5 novembre 1955, consacrée à l'Evolution du Progrès Mécanique sous l'influence conjuguée de la Mécanique et de l'Electronique :		
— Allocution inaugurale	M. PARODI	567
— Sur les progrès de la synthèse entre mécanique et électronique et quelques-unes de leurs conséquences	M. PONTE	568
— Mécanique et électronique dans l'évolution moderne de la mécanique non linéaire	N. MINORSKY	575
— Apports de l'électronique à la métrologie	J. AVRIL	583
— Commandes électroniques et servomécanismes	R. LARGUIER	586
— Relations entre l'automatique et l'électronique	F.H. RAYMOND	597
Les nécessités économiques de l'automation	D.P. CAMPBELL	602
Le circuit de voie, instrument de l'automatisme sur le chemin de fer	J. WALTER	606
La gare de Lamouilly, prototype de poste presse-bouton à circuits de voie électroniques	M. DUBOUDIN et M. TROGNEUX	617
Un problème d'automatisme dans l'industrie	M. GLEITZ	629
Un dispositif électronique de commande par programme pour bancs d'essais	F.D. DAYONNET et J. ILLIEN	634
Appareils de mesure électroniques pour les essais et recherches sur les carburants	F. KERMARREC, L. SOUKIASSIAN et J. WEISSMANN	650
Emplois d'appareils électroniques pour l'étude des pressions rapidement variables	L. SOUKIASSIAN	661
Une nouvelle technique de classement et de sélection de documents	J. SAMAIN	671
Energie nucléaire et conservation des aliments	H. CASTANIÉ	676
Vie de la Société		677
Documentation technique		685
Bibliographie		562

Sur notre couverture :

Actuellement en service à Croix d'Hins, sur la ligne S.N.C.F. du record du monde, un équipement de télécommande et de télésignalisation « tout à relais » réalisé par la Société T.R.T.
Société Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques,
26, rue Boyer, Paris-XXe. Tél. : MEN. 62-91.

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Electrique *n'engagent que leurs auteurs.*

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine). — Tél. ALÉSIA 04-16 — C.C.P Paris 697-38

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T.S.F.

J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie e. r.

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947)

Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, Prix Nobel de Physique.

MEMBRES D'HONNEUR

Sir Edward APPLETON, Principal and Vice-Chancellor of Edinburgh University.

MM. Eugène DARMOIS, Membre de l'Institut.

Gaston DUPOUY, Membre de l'Institut, Directeur du C.N.R.S.

MM. Frédéric JOLIOT-CURIE, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Physique.

Louis LEPRINCE RINGUET, Membre de l'Institut.

Françis PERRIN, Membre de l'Institut, Haut-Commissaire à l'Energie Atomique.

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

		MM.
1922		M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923	†	H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924	†	R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925	†	J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T.T.
1926		E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927	†	Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928		Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929	†	L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930		Ed. BELIN, Ingénieur.
1931		C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932		P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933	†	L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934		Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
1935	†	R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936	†	R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937	†	F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès Sciences.
1938		P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
1939	†	J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940	†	H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945		L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946		R. P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947		R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.
1948		Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949		M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950		P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951		Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion-Télévision Française.
1952		J. de MARE, Ingénieur Conseil.
1953		P. DAVID, Ingénieur en chef à la Marine.
1954		G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».
1955		H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1956)

M. R. RIGAL, Ingénieur Général des Télécommunications.

Président désigné pour 1957

M. R. AUBERT, Directeur Général technique de la C.S.F. et S.F.R.

Vice-Présidents :

MM. A. ANGOT, Ingénieur militaire général, Directeur de la Section d'Etudes et de Fabrications des Télécommunications.

C. BEURTHERET, Ingénieur en Chef à la C.F.T.H.

M. LAFFINEUR, Directeur à l'Institut d'Astrophysique de Paris.

Secrétaire Général :

M. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

L. J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier :

M. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.

Secrétaires :

MM. J. M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

P. DEMAN, Ingénieur des Télécommunications.

B. GAUSSOT, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.

Comité de Rédaction de l'ONDE ÉLECTRIQUE

Président : M. P. ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Rédacteur en Chef : M. L. J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

SECTIONS D'ÉTUDES ET GROUPES RÉGIONAUX

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Général ANGOT.	M. TOUTAN.
2	Matériel radioélectr.	M. LIZON	M. GAMET.
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MERCIER.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. WARNECKE.	M. CHARLES.
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	M. CAHEN.	Mme ANGEL.
8	Electronique appliq.	M. RAYMOND.	M. LARGUIER.
9	Electronique Nucléaire.	M. SURDIN.	M. LABEYRIE.
10	Formation du Personnel Technique.	M. BEURTHERET	M. GILABERT.

Les demandes pour participation aux travaux des Sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. CACHON, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E. N. S. E. M.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. DESTRAY, Directeur de l'École de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C. N. R. S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

CONSEIL DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

MM. J. ICOLE, Ingénieur en chef des Télécommunications, Chef du Département Faisceaux-Hertziens, Direction des Lignes Souterraines à Grande Distance.
J. LOCHARD, Lieutenant Colonel, Chef des Services Techniques du Groupe de Contrôle Radioélectrique.
N'GUYEN THIEN CHI, Chef de Département à la Cie Gle de T.S.F., Ingénieur-Conseil Cie Industrielle des Métaux électroniques.
† G. POTIER, Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique »
P. RIVÈRE, Chef du Service « Multiplex » de la Sté Française Radioélectrique.
M. SOLLIMA, Directeur du Groupe Electronique de la Cie Française Thomson-Houston.
H. TESTEMALE, Ingénieur des Télécommunications.
A. VIOLET, Chef de Groupe à la Sté « Le Matériel Téléphonique »
L'Ingénieur J. BLOEMSMA, Ingénieur Radio E.S.E.
A. CHARLES, Général du C.R., Conseiller technique à la Société Kodak-Pathé.
A. DIDIER, Professeur au C. N. A. M.

MM. G. GOUDET, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
M.D. INDJOUDJIAN, Ingénieur des Télécommunications, chargé du Département Télécommande du C.N.E.T.
P. MANDEL, Ingénieur en Chef à la Société Nouvelle de l'outillage R B V et de La Radio-Industrie.
A. PAGES, Ingénieur à la Compagnie Générale de T.S.F.
H. TANTER, Ingénieur au L.C.T.
P. ANDRIEUX, Ingénieur des Télécommunications.
Mario BOELLA, Professeur au Politecnico de Turin.
R. CHARLET, Ingénieur des Télécommunications.
F. GALLET, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.
M. JEAN, Directeur du « Groupe Electronique » de la C.F.T.H.
NOZIÈRES, Directeur des « Tubes Electroniques » à la Sté La Radiotechnique.
P. M. PRACHE, Directeur des Recherches à la Sté L.T.T.
J. WEILL, Ingénieur-Docteur au C.E.A.

EXTRAITS DES STATUTS

. . . . . .

La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Etre agréé par le Bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui aura pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives une cotisation de 15 000 francs pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation de 5 000 francs seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation annuelle fixée comme suit :

Particuliers.... 1 600 F.

Sociétés ou Collectivités

10 000... } au gré de la
25 000... } Société ou
ou 50 000... } Collectivité

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle moyennant le versement d'une somme égale à dix fois cette cotisation.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études en France, pourront bénéficier, sur leur demande, d'une cotisation ramenée à 800 F. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

BIBLIOGRAPHIE

LA PHYSIQUE, tome II de l'Encyclopédie Française, fondée par Anatole de Monzie et mise en œuvre par Lucien Febvre.

Ouvrage publié sous la direction de Louis de Broglie, de l'Académie Française, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences.

Un volume à fascicules mobiles groupant plus de 500 pages 25 × 30 cm reliure pleine toile.

Distribué par la Librairie Larousse, 13 à 21, rue du Montparnasse, Paris-6e. Paru en Mars 1956.

Parmi les collaborateurs de cette véritable somme de la Physique Moderne on retrouve les plus grands physiciens français et les plus grands noms de l'Université. Le sommaire de ce tome de l'Encyclopédie Française peut être ainsi résumé :

GÉNÉRALITÉS :

A. La méthode en physique et l'historique.

La Méthode, par Louis de Broglie : la méthode en physique dans la science moderne, les théories formelles ; énergétique et atomisme ; la physique quantique ; quelques remarques sur les procédés de raisonnement et de découverte en physique.

L'Historique, par Marie-Antoinette Tonnelat.

B. Les instruments de la recherche.

Les Mesures, par Albert Pérard et Jean Terrien : méthode générale de mesure, l'observation, exploitation des résultats, erreurs, principes de mesure de grandeurs fondamentales, systèmes d'unités.

Les instruments mathématiques de la physique : groupes, tenseurs, spineurs, par André Lichnerowicz.

Les géométries, les probabilités, par Georges Darmois.

C. Concepts de base de la physique mathématique.

Grandeurs et dimensions, par Georges Allard et Olivier Costa de Beauregard.

Symétrie et dissymétrie dans les phénomènes physiques par Jacques Nicolle.

Le principe de relativité, par Olivier Costa de Beauregard.

Equivalence des changements et principes de conservation, par E. Bauer.

Première Partie :

MÉCANIQUE, ELECTROMAGNÉTISME, THERMODYNAMIQUE

A. La mécanique classique.

Les principes par J.L. Destouches : cinématique, cinétique, équations différentielles de la mécanique, notions fondamentales, théorèmes fondamentaux.

L'application des principes, par Michel Cazin : mécanique du point, mécanique des systèmes.

Mécanique analytique et mécanique céleste, gravitation, par Jean Chazy.

Electricité, par Maurice Parodi.

Acoustique, par René Lucas.

B. Electromagnétisme et optique.

I. Electricité, Conductibilité des électrolytes par Eugène Darmois. — Phénomènes permanents de l'électromagnétisme par Emile Durand. — Les phénomènes électromagnétiques variables par Marc Jouguet.

II. Electrotechnique, par Félix Esclangon et Marcel Pauthenier.

III. Optique géométrique, photométrie, par Jean Cabannes ; optique ondulatoire par André Maréchal, optique instrumentale par Albert Arnulf.

C. Thermodynamique.

I. Chaleur et température, par Gustave Ribaud.

II. Principes et fonctions de la thermodynamique, par Eugène Darmois.

Deuxième Partie :

ATOMISTIQUE

I. Structure de la matière, par Georges Allard et Francis Perrin.

II. Mécanique statistique, par J.L. Destouches.

III. Cristallographie : caractères et symétrie. — Structure atomique des cristaux, modes de liaison des atomes, croissance des cristaux. — Propriétés des cristaux.

IV. Courbes superficielles : phénomènes d'absorption, films intercalaires.

V. Particules fondamentales : découverte, production, détection.

VI. La théorie de Lorentz et ses applications électro-optique et magnéto-optique, par Marc Jouguet.

VII. Radioélectricité, théorie de l'information, radar, par R. Jancel et T. Kahan.

Troisième Partie

RELATIVITÉ MÉCANIQUE ONDULATOIRE, RAYONNEMENT, PHYSIQUE NUCLÉAIRE

A. La Relativité.

I. La relativité restreinte : bases, développement, théorie et expérience.

II. La relativité généralisée : pesanteur, gravitation, généralisation et vérifications expérimentales par Georges Darmois. Théories unitaires de l'électromagnétisme et de la gravitation.

B. La mécanique ondulatoire.

I. L'atome quantifié, par Louis de Broglie.

II. Ondes et corpuscules, mécanique ondulatoire.

III. Mécanique de Dirac.

IV. Diffraction des électrons, optique électronique, microscopes électroniques.

V. Mécanique, statistique quantique, théorie ergodique en mécanique ondulatoire, statistiques quantiques.

VI. Théorie des atomes et des molécules, chimie quantique.

VII. Energétique chimique, points de vue thermo-dynamique, statistique et cinétique.

C. Applications de la Physique Quantique.

I. Ferromagnétisme, ferromagnétisme et antiferromagnétisme, par Louis Néel.

II. Théorie des solides, par J. Laval et P. Aigrain.

III. Rayonnement, principe de correspondance, par Louis de Broglie.

IV. Spectroscopie, spectres atomiques, spectres moléculaires, spectrographie, intensité des transitions spectrales.

V. Rayons X et gamma.

D. Physique Nucléaire.

I. Structure et stabilité du noyau par Irène et Frédéric Joliot-Curie : historique et noyaux atomiques, radioéléments, rayonnements, réactions nucléaires, énergie atomique, physique nucléaire dans la nature.

II. Rayons cosmiques et particules instables : rayonnement primaire, analyse de la composante pénétrante, la composante photoélectronique, les particules lourdes instables ; variations et origine des noyaux cosmiques, conclusion.

III. Les moments nucléaires : définition, ordre de grandeur, résultats en relation avec la structure nucléaire, méthodes de mesure, orientation nucléaire à très basse température.

Appendice :

Constantes fondamentales, aperçus des méthodes de mesures et résultats, tables, index, bibliographies.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

SUR LES PROGRÈS DE LA SYNTHÈSE ENTRE MÉCANIQUE ET ÉLECTRONIQUE, par M. PONTE, *Agrégé de l'Université, Docteur ès Sciences.* Onde Electrique de juillet 1956 (pages 568 à 574).

L'auteur distingue trois phases dans l'évolution des théories physiques : phase de la mécanique pure ; phase de l'électricité et phase électronique qui ne peut pas être dissociée de la phase atomistique.

Les moyens mis par l'électronique à la disposition des mécaniciens et des électriciens sont examinés : en particulier l'auteur remarque que l'électronique a contribué à élargir des concepts et à modifier des formes de pensée, par exemple, par l'étude des phénomènes non-linéaires. La réalisation future de sous-ensembles fonctionnels électroniques, assimilables aux éléments mécaniques normalisés et son incidence sur la fusion des deux techniques sont examinées.

L'auteur aborde enfin le problème de la formation des ingénieurs, condition impérative de toute réalisation future dans les domaines électroniques ou mécaniques.

RELATIONS ENTRE L'AUTOMATIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE, par F.-H. RAYMOND, *Chef de Travaux au Conservatoire National des Arts et Métiers, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure de l'Armement.* Onde Electrique de juillet 1956 (pages 597 à 601).

L'apport de l'électronique à l'automatique est considéré, ici, sous deux aspects : apport de concepts généraux en relation avec la notion d'information, puisqu'une machine, un processus, automatiques mettent en jeu de l'énergie et de l'information ; apport de moyens techniques pour transmettre l'information et contrôler l'exécution des ordres contenus dans l'information.

MÉCANIQUE ET ÉLECTRONIQUE DANS L'ÉVOLUTION MODERNE DE LA MÉCANIQUE NON LINÉAIRE, par N. MINORSKY, *Professeur honoraire aux Universités de Pennsylvanie et de Stanford.* Onde Electrique de juillet 1956 (pages 575 à 582).

Cette note a pour but d'exposer quelques résultats de l'effort conjugué de la mécanique et de l'électronique dans l'étude des phénomènes oscillatoires de la nouvelle théorie des oscillations.

LES NÉCESSITÉS ÉCONOMIQUES DE L'« AUTOMATION », par le Dr D.P. CAMPBELL, *Professeur au Massachusetts Institute of Technology.* Onde Electrique de juillet 1956 (pages 602 à 605).

La recherche d'un niveau de vie toujours plus élevé conduit à une production accrue et de qualité améliorée qui amène à généraliser l'utilisation des commandes automatiques.

Après avoir rappelé quelques définitions, l'auteur étudie le processus de production industrielle et le processus d'information dans le travail de bureau, puis il compare entre eux le travail mécanique et le travail manuel.

Il en conclut que lorsque les capacités humaines sont dépassées et qu'il en résulte une baisse de la qualité dans la production, l'automation devient rentable et c'est d'abord dans le travail de bureau qu'elle s'imposera.

APPORTS DE L'ÉLECTRONIQUE A LA MÉTROLOGIE, par J. AVRIL, *Ancien élève de l'Ecole Polytechnique.* Onde Electrique de juillet 1956 (pages 583 à 585).

Après avoir justifié la nécessité d'abandonner obligatoirement dans certains cas les procédés mécaniques, l'auteur expose les différentes méthodes qui permettent de transformer les grandeurs physiques en variables électriques, sans distinguer l'usage qui en est fait : mesure ou régulation. Les principales difficultés sont surtout technologiques et d'ordre mécanique. Les principes physiques utilisés sont simples. Il convient de savoir interpréter les résultats pour obtenir l'« information utile ». Divers exemples sont donnés. Il est également conseillé d'éviter l'électronique là où elle peut être une source d'ennuis. Pour conclure nous souhaitons que se développe la fabrication industrielle d'éléments simples de mesure, et que ces instruments soient normalisés.

LE CIRCUIT DE VOIE, INSTRUMENT DE L'AUTOMATISME SUR LE CHEMIN DE FER, par J. WALTER, *Ingénieur en Chef à la S.N.C.F.* Onde Electrique de juillet 1956 (pages 606 à 616).

Pour caractériser la présence ou l'absence d'un train ou d'un véhicule sur une section de voie, on réalise au moyen des files de rails un circuit électrique isolé. Ces circuits de voie permettent d'assurer automatiquement, dans des conditions irréprochables de sécurité, la protection des trains engagés sur une même ligne (« block automatique »). L'emploi d'appareillage électronique a permis récemment à la S.N.C.F. d'améliorer les performances des circuits de voie, en réduisant leur coût d'installation et leur consommation. Les perfectionnements et compléments permettront d'étendre beaucoup les manœuvres automatiques sur le chemin de fer (commande des aiguilles et des signaux d'une ligne suivant une programmation très élaborée et télécommande des trains).

COMMANDES ÉLECTRONIQUES ET SERVOMÉCANISMES, par R. LARGUIER, *Ancien Elève de l'Ecole Polytechnique.* Onde Electrique de juillet 1956 (pages 586 à 596).

L'auteur montre avec de nombreuses illustrations le développement dans l'industrie des commandes électroniques.

Les moteurs à courant continu et les tubes redresseurs sont les éléments essentiels des variateurs électroniques de vitesse ; ceux-ci, commandés par de faibles puissances, permettent de réaliser un asservissement.

L'auteur montre alors l'aide réciproque entre mécanique et électronique ; l'une pouvant apporter des moyens d'exécution améliorés, l'autre l'automatisme et la précision d'où il résulte un accroissement de rendement et de qualité.

Leur collaboration apportera simplification et économie.

LA GARE DE LAMOUILLY, PROTOTYPE DE POSTE PRESSE-BOUTON A CIRCUITS DE VOIE ÉLECTRONIQUES, par M. DUBOUDIN, *Ingénieur Principal à la S.N.C.F.* et M. TROGNEUX, *Ingénieur à la S.N.C.F.* Onde Electrique de juillet 1956 (pages 617 à 628).

Située sur l'artère Nord-Est électrifiée en 25 000 volts - 50 Hz, la gare de Lamouilly constitue une gare prototype de poste presse-boutons à circuits de voie électroniques.

C'est dans cette gare que la S.N.C.F., installant un petit poste électrique doté des derniers perfectionnements a pallié les difficultés techniques dues à la nature de l'électrification et au type de poste en mettant en œuvre pour la première fois des circuits de voie électroniques qui, fonctionnant avec un appareillage relativement simple, s'accommodent d'une alimentation normale fournie par l'E.D.F. et sont, de ce fait, particulièrement économiques tout en conservant aux installations de signalisation une sécurité totale.

WRH

SUMMARIES OF THE PAPERS

RELATIONS BETWEEN AUTOMATION AND ELECTRONICS, by F.H. RAYMOND, *Chef de Travaux au Conservatoire National des Arts et Métiers, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure de l'Armement.* Onde Electrique, July, 1956 (pages 597 to 601).

The contribution made by electronics to automation is considered in two aspects : general concepts related to the idea of information, because an automatic machine or process makes use of energy and of information ; technical means of transmitting information and of ensuring that the orders contained in the information are correctly executed.

ECONOMIC CONSIDERATIONS ON AUTOMATION, by Dr D. P. CAMPBELL, *Professeur au Massachusetts Institute of Technology.* Onde Electrique, July 1956 (pages 602 to 605).

Ceaseless efforts towards a higher standard of living imply conditions of ever-expanding production and improved quality. This, in turn, leads to the universal application of automatic controls.

The writer begins with a brief review of some basic definitions before considering the detailed process of industrial production and that of information in office work. He then compares the relative aspects of mechanical and manual processing.

Dr Campbell's conclusion is that when the task is beyond man's ability to tackle it satisfactorily, production quality necessarily drops and automation becomes a paying proposition, this statement finding its first and absolute confirmation in the case of office work.

TRACK CIRCUITS, AUTOMATIC APPARATUS ON THE RAILWAY, by J. WALTER, *Ingénieur en Chef à la S.N.C.F.* Onde Electrique, July 1956 (pages 606 to 616).

To establish the presence or absence of a train or vehicle on a section of the track, the rails are made to provide an independent electric circuit. Thanks to these track circuits, irreproachable protection is given to trains working on the same line. The system is called the « automatic block » system. Use of electronic apparatus recently by the S.N.C.F. has enabled them to improve the performance of track circuits by reducing their installation and maintenance cost. Improvements and additions will extend considerably automatic working on the railways. Electronic brains are envisaged which, in the first place, control points and signals in accordance with a complicated programme and which could therefore lead to the remote control of the trains themselves.

LAMOUILLY RAILWAY STATION : A PROTOTYPE « PRESS-BUTTON » CENTRE FEATURING COMPLETE ELECTRONIC TRACK-CONTROL CIRCUITRY, by M. DUBOUDIN, *Ingénieur Principal à la S.N.C.F.* and M. TROGNEUX, *Ingénieur à la S.N.C.F.*, Onde Electrique, July 1956. (pages 617 to 628).

The Lamouilly station, on the 25.000 volt 50 cycle electrified section of the French Railways is a prototype « push-button » railway control centre, using electronic track control circuits.

S.N.C.F. technicians have overcome the technical problems set by 25,000 volt track electrification by installing a small electric station equipped with instruments of the nost advanced type. For the first time, electronic track control circuits were employed, an equipment of relatively simple construction being used. The system operates on normal (E.D.F.) line-supply ; general economy, and reliability of the signalling system were specially taken into consideration.

PROGRESS OF SYNTHESIS BETWEEN THE MECHANICAL AND ELECTRONIC ART, by M. PONTE, *Agrégé de l'Université, Docteur ès Sciences.* Onde Electrique, July 1956 (pages 568 to 574).

The author distinguishes three periods in the development of physical theories : pure mechanical phase ; electrical phase ; and finally, the electronic phase which cannot be dissociated from the atomic phase.

The means placed at the disposal of mechanical and electrical engineers by the electronic art are examined ; the author digresses to show the contribution the electronic art has made to enlarge and modify concepts, for example by the study of non-linear phenomena. The future production of functional electronic assemblies which simulate normalised mechanical elements and the effect on the union of the two techniques are considered.

The author finally approaches the problem of the training of engineers, which is the imperative requirement of the future in the electronic and mechanical fields.

MECHANICS AND ELECTRONICS IN THE MODERN EVOLUTION OF NON LINEAR MECHANICS, by N. MINORSKY, *Professeur honoraire aux Universités de Pennsylvanie et de Stanford.* Onde Electrique, July 1956 (pages 575 to 582).

This note has for its object to outline briefly the joint effort of mechanics and electronics in the investigation of the oscillatory phenomena in the new theory of oscillations.

THE CONTRIBUTION OF ELECTRONICS TO INSTRUMENTATION, by J. AVRIL, *Ancien élève de l'Ecole Polytechnique.* Onde Electrique, July 1956 (pages 583 to 585).

M.J. Avril shows how, in certain cases, mechanical methods must be discarded for electronic methods. He then proceeds to describe a number of methods used for the conversion of physical quantities into electrical variables, independently of any possible application, measurement or control. The main difficulties met in solving the problems are of a technological and mechanical nature. The physical principles applied are straight forward. To obtain the desired « operational information » is merely a question of interpreting the results A number of practical examples are given. A word of warning is also given on the incorrect application of electronics where it is liable to cause unreliable operation and be a source of trouble. The paper concludes with a recommendation that the quantity production of simple measuring « elements » should be developed, and that such instruments should be standardized.

ELECTRONIC CONTROLS AND SERVOMECHANISMS, by R. LARGUIER, *Ancien Elève de l'Ecole Polytechnique.* Onde Electrique, July 1956 (pages 586 to 596).

The paper gives a well-illustrated description of the extension of electronic control application in industry.

D.C. motors and rectifier tubes are the basic elements of electronic speed — variation systems. Requiring control signals of relatively low power, speed variation gears of that nature provide ideal servo system control facilities.

The author outlines how mechanical and electric techniques form an excellent combination towards the attainment of perfect automation : Electronics providing improved means of application and greater operational flexibility, whereas mechanical methods guarantee perfect automaticity and accuracy.

Such a combination results into improved efficiency and quality while bringing a large measure of simplification and economy.

WRH

RÉSUMÉS DES ARTICLES *(Suite)*

UN PROBLÈME D'AUTOMATISME DANS L'INDUSTRIE. RÉGULATION DU DIAMÈTRE DE CABLES SOUS CAOUTCHOUC, par M. GLEITZ, *Ingénieur à la Division Technique. Compagnie Française Thomson-Houston.* Onde Electrique de juillet 1956 (pages 629 à 633).

L'équipement décrit dans cet article permet de ramener sans intervention manuelle, le diamètre extérieur d'un câble à une tolérance imposée.

Le problème consiste à traduire en tension les écarts du fil autour de son diamètre nominal et à agir correctement sur le variateur de vitesse alimentant en caoutchouc la boudineuse.

L'équipement réalisé a nécessité des précautions particulières dues aux conditions climatiques très dures dans lesquelles il travaille. Les performances obtenues sont satisfaisantes bien que des perfections pourraient être apportées en étudiant les procédés de mesure du diamètre du fil, les considérations statistiques des perturbations et la stabilité du système bouclé.

APPAREILS DE MESURE ÉLECTRONIQUES POUR LES ESSAIS ET RECHERCHES SUR LES CARBURANTS, par F. KERMARREC, L. SOUKIASSIAN, J. WEISSMANN, *Ingénieurs des Recherches à l'Institut Français du Pétrole.* Onde Electrique de juillet 1956 (pages 650 à 660).

L'appareillage électronique utilisé pour les études de classification des carburants au banc et sur route comprend des dispositifs donnant la valeur relative de l'intensité de cliquetis sur moteurs monocylindriques au banc et indiquant la vitesse du moteur et l'avance à l'allumage donnant une intensité de cliquetis constante lors d'une accélération d'un véhicule sur la route.

UN DISPOSITIF ÉLECTRONIQUE DE COMMANDE PAR PROGRAMME POUR BANCS D'ESSAIS, par F.D. DAYONNET, *Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.* et J. ILLIEN, *Ingénieur des Télécommunications à la Direction régionale du Matériel de Transport des P.T.T.* Onde Electrique de juillet 1956 (pages 634 à 649).

La première partie de l'article présente un dispositif électronique permettant d'astreindre un moteur thermique sur banc d'essais à suivre un régime varié préétabli. Le programme, tracé sous forme de courbes représentant les variation en fonction du temps des différents paramètres à asservir, est interprété par un lecteur de courbes multiples.

La seconde partie décrit une méthode d'enregistrement de grandeurs variées sur des voitures automobiles en service réel ; résultats et applications en sont donnés.

EMPLOIS D'APPAREILS ÉLECTRONIQUES POUR L'ÉTUDE DES PRESSIONS RAPIDEMENT VARIABLES, par L. SOUKIASSIAN, *Ingénieur des Recherches à l'Institut Français du Pétrole.* Onde Electrique de juillet 1956 (pages 661 à 670).

L'article a pour objet de présenter le manographe strobo-cathodique mis au point à l'Institut Français du Pétrole. Cet appareil est destiné au relevé des diagrammes pression volume des moteurs alternatifs à combustion interne. Il peut sans grande modification être utilisé pour enregistrer tout phénomène périodique.

L'élément de base pour le relevé des diagrammes de pressions est un capteur à membrane équilibrée. L'établissement de contact et la rupture de contact membrane électrodes sous l'effet de la pression provoquent l'apparition de deux points lumineux sur l'écran d'un tube cathodique. Le balayage horizontal du tube cathodique est synchrone au moteur. Une déviation verticale du spot, proportionnelle à la pression d'équilibrage, est assurée par un circuit électro-pneumatique. Le diagramme pression volume s'en déduit compte tenu du rapport bielle manivelle du moteur essayé.

UNE NOUVELLE TECHNIQUE DE CLASSEMENT ET DE SÉLECTION DE DOCUMENTS, par le Docteur J. SAMAIN. Onde Electrique de juillet 1956 (pages 671 à 675).

On décrit une nouvelle technique d'organisation de la documentation qui permet de retrouver, de regrouper et de reclasser les documents par rapport à n'importe quel problème et n'importe quel point de vue.

Le principe de cette technique est d'enregistrer sur une pellicule photographique (appelée microfiche) chaque document avec les différentes caractéristiques et notions qu'il comporte. Ces microfiches peuvent, à tout moment, être explorées par un sélecteur électronique qui repère et sépare toutes celles qui répondent au problème posé.

Le mot « document » est pris ici dans son sens le plus général et désigne toute idée, tout fait, toute information matérialisée sous une forme quelconque : livre, brochure, article de revue, coupure de presse, note ou observation personnelle, rapport, lettre, disque, film...

SUMMARIES OF THE PAPERS *(Continued)*

ELECTRONIC APPARATUS FOR TESTS AND RESEARCH INVESTIGATIONS ON CARBO-HYDRATES, by F. KERMARREC, L. SOUKIASSIAN, J. WEISSMANN, *Ingénieurs des Recherches à l'Institut Français du Pétrole.* Onde Electrique, July 1956 (pages 650 to 660).

The article describes electronic methods for classification studies of carbo-hydrates on the test bench and on the road. The apparatus gives the relative intensity of pre-ignition on single cylinder engines on the test bench and indicates the speed of the engine and the advance of the ignition giving a constant degree of pre-ignition during acceleration of a vehicle on the road.

THE USE OF ELECTRONIC APPARATUS FOR THE STUDY OF RAPIDLY VARYING PRESSURES, by L. SOUKIASSIAN, *Ingénieur des Recherches à l'Institut Français du Pétrole.* Onde Electrique, July 1956 (pages 661 to 670).

This article describes a cathode ray strobe monograph developed by the Institut Français du Petrole. The apparatus is intended to reproduce indicator diagrams of internal combustion reciprocating engines. Without much modification it can be used to record all periodic phenomena.

The basic element for reproducing pressure diagrams is a pick-up with a balanced diaphragm. The making and breaking of contact between the diaphragm and the associated electrode, under the influence of pressure, produce two luminous spots on the screen of a cathode ray tube. The horizontal sweep of the cathode ray tube is synchronous with the engine. Visual deflection of the spot, proportional to the balancing pressure, is produced by an electro-pneumatic circuit. The pressure volume diagram can be derived by taking account of the ratio of the lengths of the crank and the connecting rod of the engine under test.

AN APPLICATION OF AUTOMATION IN THE CABLE AND WIRE MAKING INDUSTRY : THE AUTOMATIC CONTROL OF RUBBER-INSULATED CABLE DIAMETER by M. GLEITZ, *Ingénieur à la Division Technique Compagnie Française Thomson-Houston.* Onde Electrique, July 1956. (pages 629 to 633).

The author describes a system designed to control during manufacturing the external diameter of a cable, within specified tolerances, this without the necessity for any manual action.

Briefly, the method consists in expressing, in terms of voltages, any departure of wire diameter from a specified value. The voltage then provides suitable rubber-feed regulation through a speed-variation gear control.

The design of this control equipment necessitated special attention because of the very severe ambient conditions existing on wire-making machines. Results are satisfactory, but there is room for further improvements which could be obtained from study of gauge-control systems, statistic considerations on perturbations, and loop-circuit stability.

ELECTRONIC PROGRAMME CONTROL ARRANGEMENT FOR TEST BENCHES, by F.D. DAYONNET, *Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.* and J. ILLIEN, *Ingénieur des Télécommunications à la Direction Régionale du Matériel des Transports des P.T.T.* Onde Electrique, July 1956 (pages 634 to 649).

The first part of the article describes an electronic arrangement which constrains a heat engine on a test bed to follow a pre-determined and variable programme of tests. The programme, depicted as a family of curves representing the variations, as a function of time, to be followed by the various parameters, is interpreted by a multiple curve reader.

The second part describes a method of recording the various magnitudes on actual service automobiles. Results and applications are then given.

A NEW TECHNIQUE FOR CLASSIFICATION AND SELECTION OF DOCUMENTS by Dr J. SAMAIN. Onde Electrique, July 1956 (pages 671 to 675).

A new method of organising documentation is described which facilitates finding, grouping and re-classifying documents for whatever the subject and point of view.

The principle employed is to record each document on a photographic film (called micro-film) together with the different characteristics and ideas which it embraces. These micro-films can be sorted at any time, by an electronic selector according to the problem presented.

The term « document » is here taken in its most general sense and includes all thought, action and information of whatever form : books, brochures, revues, press cuttings, personal remarks, reports, letters, disks, films, etc.

Compte-rendus de la Journée du 5 Novembre 1955

consacrée à l'

ÉVOLUTION DU PROGRÈS MÉCANIQUE
SOUS L'INFLUENCE CONJUGUÉE
DE LA MÉCANIQUE ET DE L'ÉLECTRONIQUE

Nos lecteurs trouveront ci-après le texte des conférences présentées à cette Journée, organisée à Paris par la Société Française des Mécaniciens, l'Association des Ingénieurs Electroniciens et la Société des Radioélectriciens.

Allocution prononcée au nom de la Société Française des Mécaniciens et de la Société des Radioélectriciens par Monsieur PARODI, Membre de l'Académie des Sciences et Président de la Société des Radioélectriciens :

La Société Française des Mécaniciens et la Société des Radioélectriciens ont cru devoir organiser cette réunion qui doit, nous l'espérons, être le prélude de beaucoup d'autres, afin d'affirmer et de faire ressortir l'intérêt majeur qu'il y a pour nos deux groupements à travailler en commun, à échanger des idées, à procéder à des recherches, à effectuer des réalisations mettant en jeu deux techniques distinctes mais se complétant mutuellement.

Depuis longtemps les mécaniciens ont su construire des machines de plus en plus puissantes assurant elles-mêmes la continuité de leur marche dans les circonstances les plus diverses, tandis que les électroniciens réalisaient des appareils d'information, de guidage ou de contrôle d'une sensibilité d'action et d'une rapidité de réaction sans cesse croissantes, mais c'est seulement depuis quelques années que les mécaniciens comme les électroniciens se sont rendus compte des avantages de la fusion ou plus exactement de l'addition de leurs méthodes de travail.

Déjà en métallurgie comme en balistique, en navigation comme en traction, l'emploi de l'électronique pour le contrôle des mouvements a permis de donner à des machines complexes des qualités de fonctionnement qui augmentent étrangement non seulement leur productivité, mais encore leur « intelligence mécanique ».

Ce n'est que par une confrontation systématique de leurs disciplines individuelles, par rapprochement continu des besoins de l'industrie mécanique et des possibilités de l'industrie électronique que nous donnerons à tous les ensembles industriels les qualités qui semblaient jusqu'à présent être l'apanage exclusif des organismes vivants.

M. PONTE et M. MINORSKY vont vous exposer d'une façon concrète les résultats déjà acquis et leurs possibilités de développement.

SUR LES PROGRÈS DE LA SYNTHÈSE ENTRE MÉCANIQUE ET ÉLECTRONIQUE ET QUELQUES-UNES DE LEURS CONSÉQUENCES (*)

PAR

Maurice PONTE

Agrégé de l'Université, Docteur ès Sciences

Cette journée de conférences répond à la nécessité des mises au point imposées par la rapidité du développement des techniques modernes. Chacune ayant besoin des résultats des autres, les spécialistes doivent se réunir régulièrement pour faire le point en commun.

Aujourd'hui, sous la Présidence de M. Peres et de M. Parodi et grâce à l'infatigable activité de M. Poirson, nous faisons le point de l'alliance mécanique-électronique.

Dans le temps limité d'une journée, quelques exemples typiques ont été choisis. Après mon exposé sur l'allure et les conséquences générales de la synthèse mécanique-électronique, quatre conférences traiteront de ce qui a paru essentiel dans notre mise au point.

M. Minorsky traitera de la mécanique non-linéaire dont l'électronique a montré la nécessité et la généralité.

M. Avril traitera de la métrologie vue à la lumière des théories de la connaissance.

M. Larguier développera un exemple caractéristique de l'alliance mécanique-électronique, les servomécanismes et commandes.

Enfin M. Raymond nous parlera d'un sujet en pleine évolution et d'une actualité brûlante puisqu'il s'agit de l'automatisation, aux multiples conséquences, industrielles, sociales et politiques.

L'évolution des théories physiques a comporté trois phases importantes, qui peuvent être définies comme l'étape de la mécanique pure, l'étape de l'électricité et l'étape de l'électronique, actuellement confondue avec celle de l'atomistique.

La mécanique seule, celle qui était la science la plus évoluée avant la naissance des théories électriques, et qui s'était bâtie durant des siècles, offre un exemple extraordinairement fécond de ce que peuvent donner des développements théoriques basés sur des principes très simples. En fait, si on se reporte aux prémisess expériementales des théories de la statique, de la dynamique du point ou du corps solide, on ne trouve que bien peu de choses : plan incliné, pesanteur en général, machines du type Atwood, quelques expériences d'hydraulique... Les mathématiques à partir de ces quelques données, ont défini des principes et des théories, comme la théorie des potentiels, d'où toute une Science est née, dans le développement de laquelle notre pays a eu une large part, car cette forme de théorie mathématique correspondait bien au caractère du moment : notre enseignement en est d'ailleurs resté profondément marqué.

En somme, la mécanique apparaissait plutôt comme une branche des mathématiques et, d'ailleurs, les difficultés commençaient lorsque la nature se manifestait trop indiscrètement, comme dans le frottement. L'élément fondamental de la mécanique, la masse, était un coefficient des équations dont l'origine restait ignorée ou, même, sans intérêt immédiat.

Cela ne signifie pas que les physiciens de l'époque ne s'intéressaient pas à la mécanique et le prodigieux développement des machines au XIX^{e} siècle le prouve, mais il faut bien observer que la symbiose entre les théories mathématiques de la mécanique et le sens physique des choses n'existait pratiquement pas.

L'*électricité*, il y a quelque quatre-vingts ans a commencé à imprimer à la mécanique une évolution

(*) Conférence présentée à la Journée du 5 Novembre 1955 consacré à l'évolution du progrès mécanique sous l'influence conjuguée de la Mécanique et de l'Electronique.

fondamentale, par l'introduction directe de ce sens physique.

Le développement de la science électrique, après l'accumulation de résultats expérimentaux dont la complexité tenait à la variété des facteurs qui apparaissent en électricité et en magnétisme, a commencé par prendre un chemin assez semblable à celui de la mécanique. Le premier physicien qui a entrevu le plus d'éléments physiques de l'électricité a été CAVENDISH qui exprima la loi en $1/r^2$; mais celui qui fit les mesures précises grâce au pendule de torsion fut COULOMB, en 1785. Or ces expériences furent publiées au moment même où les mécaniciens développaient leurs théories à partir des lois de la gravité. Des développements mathématiques sur l'électricité s'en suivirent, où l'on trouve tous les grands noms du moment : LAGRANGE, LAPLACE, BIOT, POISSON.

Cette orientation fut nettement modifiée par la possibilité de produire des courants électriques de façon continue : ce fut l'autre aspect de l'électricité, celui des piles et des conducteurs parcourus par des courants. Imprimée vers 1800 par VOLTA, cette nouvelle phase de la science électrique débuta par le succès fondamental d'OERSTED qui montra la relation entre électricité et magnétisme, en 1820. La théorie électrique prenait un bon départ, brillamment exploité physiquement et mathématiquement par AMPÈRE, ARAGO, BIOT, SAVART, FARADAY, HENRY, MAXWELL et bien d'autres. L'électricité apportait l'exemple d'une union étroite et continue entre l'expérimentation et la théorie. Il est d'ailleurs assez curieux de remarquer que les deux orientations de la théorie électrique dont nous venons de parler sont restées longtemps vivantes en France : on y a enseigné durant de longues années l'électricité statique et l'électricité dynamique : la première s'exprimait par les développements mathématiques permis par la théorie des potentiels, mais donnait aux élèves une piètre idée de l'électricité.

Et, dans son développement, l'électricité a dès ce moment apporté elle-même une contribution à la mécanique et aux mathématiques.

En ce qui concerne ces dernières il faut rappeler que des méthodes maintenant utilisées ou redécouvertes, même en électronique, résultent de réflexions déjà anciennes (1885-1890) tirées de la théorie des courants électriques : MAXWELL avait déjà montré que les fonctions d'une variable complexe peuvent être représentées par la distribution de potentiel due aux lignes de courant dans une couche conductrice d'épaisseur uniforme ; LUCAS imaginait au même moment une méthode pour résoudre électriquement les polynômes algébriques de degré n quelconque, en déterminant les points de courant nul d'une distribution de courant émis ou recueillis par $n + 1$ sources convenablement choisies. Ces méthodes sont maintenant utilisées dans les cuves électrolytiques pour l'étude des réseaux électriques et de nombre de systèmes linéaires.

Enfin, alors que la théorie des circuits électriques s'était détachée de la mécanique qui ne s'était pas développée dans le sens profitable pour elle, les résultats obtenus allaient avoir une répercussion en mécanique même, avec les analogies électrique-mécanique. La combinaison des résultats a d'abord amené à associer l'énergie électromagnétique d'un système électrique avec l'énergie cinétique d'un système mécanique et l'énergie électrostatique avec l'énergie potentielle puis à faire des analogies entres toutes ces définitions d'énergie, avec des conséquences pour les analogies entre éléments eux-mêmes. Et, ainsi, à l'heure actuelle, tout système mécanique ou électromécanique peut être figuré par un réseau entièrement électrique dont les régimes peuvent être étudiés plus commodément que celles du système mécanique analogue.

L'électricité a ainsi elle-même développé les systèmes mécaniques par des méthodes physiquement accessibles.

L'*électronique* est venue apporter une synthèse remarquablement féconde entre les deux tendances que nous venons de caractériser et, surtout, grâce aux propriétés de ses éléments, à savoir leur très faible inertie et leur sensibilité extrême, elle a tellement étendu le domaine de ses conceptions qu'elle a bâti un ensemble mécanique-électricité-électronique applicable à tout l'univers.

Il est satisfaisant pour l'esprit et, surtout pour la valeur des structures bâties dans le passé telles que celles de la mécanique pure, de constater qu'à son début l'électronique est précisément apparue comme une branche de la mécanique. Les évolutions de l'électron dans des champs, traités par les équations les plus classiques de la mécanique, étaient bien vérifiées dans les belles expériences de MILLIKAN, Jean PERRIN ou VILLARS. Les volutes des électrons dans les tubes à vide du moment suivaient docilement les équations établies depuis longtemps, en affectant encore l'électron d'un paramètre intitulé masse : certains s'interrogeaient bien sur l'origine de cette masse, mais il était encore trop tôt. Il est vraiment extraordinaire que les lois dérivées d'expériences aussi grossières que celles des bases de la mécanique aient pu se vérifier aussi fidèlement sur ce nouvel être infiniment petit et invisible : l'électron. La plus belle de ces vérifications, utilisées à chaque instant, dans les tubes électroniques les plus divers, est l'optique électronique.

Il eût été bien étonnant que cela puisse durer toujours et les coups de semonce furent donnés par les physiciens avec la mécanique relativiste de l'électron, les théories du rayonnement, la théorie des quanta et enfin la mécanique ondulatoire, en passant par toutes les étapes connues qu'il n'y a pas lieu de rappeler ici, tout en réservant une mention particulière pour la mécanique statistique de l'électron.

C'était déjà une merveilleuse synthèse de la mécanique et des caractères propres de l'électronique, où l'électricité n'a pas eu un rôle déterminant, si ce n'est par la radioélectricité et ses fondations : les équations de Maxwell.

Mais il y a eu bien plus : l'apparition des tubes électroniques a brusquement élargi le domaine de l'électronique, et cette fois, en dehors de la mécanique seule, vers l'électricité. Il faudrait citer des foules d'exemples dont certains apparaîtront dans les conférences qui vont suivre, mais on peut résumer cette action de l'électronique en disant qu'elle a apporté une telle foule de méthodes, de théories et de moyens matériels que toutes les limites de la connaissance ont été reculées pour permettre d'aller jusqu'à la structure même de l'atome. C'est ainsi que l'ensemble électronique-électricité a permis en particulier d'explorer tout ce domaine de fréquences inférieures à environ cent mille mégacycles qui est fondamental pour l'information humaine.

Nous sommes de ce fait, arrivés à l'heure actuelle à une synthèse mécanique-électricité-électronique dont la fécondité éclate à chaque instant.

Il suffit de lire les têtes de chapitre de n'importe quel ouvrage de Physique pour constater que cette synthèse est partout présente et, certainement, dans votre métier ou votre vie courante vous en avez bien des exemples. Nous ne prendrons que certains, choisis parmi les plus marquants.

Sans vouloir anticiper sur les conférences futures, il est bon de souligner un apport fondamental de l'électronique dans cette synthèse : c'est elle qui a permis d'aborder les phénomènes non sinusoïdaux et non linéaires. Avant elle, à part quelques phénomènes considérés comme gênants, tout, en mécanique ou électricité, était périodique simple ; les vibrations des plaques ou les harmoniques de secteur étaient un peu considérés comme des intrus. En électronique, impulsions et phénomènes non linéaires sont loi courante et peuvent être abordés maintenant: ce sera également l'un des résultats les plus importants de la synthèse dont nous parlons aujourd'hui.

Il n'y a pas de nouveau phénomène, de nouveau résultat de l'ensemble qui ne puissent s'appliquer au domaine plus limité de chacun des trois constituants. Je pense en ce moment au bruit de fond, ennemi naturel et inéluctable de l'électronicien : son homologue en mécanique est formé par les conséquences des jeux, de l'usure et des déformations inévitables des éléments en fonctionnement : il n'y a pas de doute que les résultats atteints en électronique pourront y être transposés et que peut-être, certains problèmes de frottement solide pourront être abordés par analogie avec la mémoire des dispositifs électroniques.

De même, électronique et électricité ont mis en évidence la notion d'impédances et l'importance de leur adaptation pour utiliser au mieux les systèmes complexes et assurer leur stabilité : la mécanique a déjà largement profité de ces résultats.

Enfin, le plus bel exemple de l'heure est fourni par la théorie des solides, et notamment, des semiconducteurs. Jamais encore on n'a vu pareil équilibre, pareille alliance entre les moyens les plus avancés de la mécanique, de la théorie et de la pratique de l'électron et les résultats de la théorie et de la pratique des circuits. L'accumulation des moyens apportés par cette synthèse, joints à ceux de la chimie moderne, font avancer rapidement cette technique, inconnue encore il y a bien peu d'années.

Ainsi, les progrès de la synthèse entre mécanique et électronique-électricité sont-ils à la base de toute science et technique modernes.

L'électronique introduit dans les techniques industrielles, et notamment en mécanique, un facteur nouveau représenté par des sous-ensembles fonctionnels adoptés à une opération donnée.

Une fois encore, la mécanique elle-même avait bien vu déjà l'intérêt de ne pas repartir à chaque fois de la matière première pour aboutir à ses réalisations. L'étude rationnelle d'ensembles, tels que des réducteurs de vitesse, les embrayages les plus divers, les transmissions à rapports variables, etc... ont montré le souci des mécaniciens de séparer les étapes et d'apporter aux constructeurs d'ensembles complets des éléments fonctionnels définis au départ. Pour avancer davantage dans le parallèle avec l'électronique, on peut citer les pièces mécaniques qui remplissaient déjà le rôle d'opérateurs dans les calculateurs mécaniques.

La définition de ces besoins schématisés, en classant et clarifiant les problèmes, a également permis en mécanique de perfectionner les matières premières et pièces détachées elles-mêmes.

L'électronique a accentué cette tendance et d'une manière telle qu'elle révolutionne actuellement les méthodes de conception, de production et même de répartition de tous produits, mécanique compris.

M. RAYMOND vous parlera des conséquences de cette révolution dans sa conférence sur l'automatisation. Je voudrais signaler ici que cet effet de l'électronique est encore plus général, et il faut l'attribuer à ce que l'électronique est celle qui, pour la première fois, apporte des ensembles fonctionnels où on puisse modifier ou déterminer le facteur Temps sur une échelle extraordinairement vaste. L'électronicien sait manipuler des constantes de temps qui vont de plusieurs heures ou journées au centième de milliardième de seconde, ou, en d'autres termes, des largeurs de bande très faibles ou très grandes. Tout dispositif se traduit par un accouplement de systèmes de largeurs de bande diverses pour aboutir au résultat voulu, alors que la mécanique, malgré tous les progrès, reste inerte. L'électronique permet d'introduire dans le système l'action des phénomènes les plus subtils, ceux qui apprennent le plus de choses. Certes, si on veut enregistrer, compter sur bande matérielle, commander à un mobile utilisable, il faudra toujours passer par la mécanique et c'est en cela qu'électronique et mécanique ne s'excluent nullement, d'autant plus que les faibles largeurs de bande peuvent être plus économiques en mécanique qu'en électronique. Mais, dans l'ensemble, l'électronique aura pu dominer l'effet des actions rapides qui auraient échappé sans elle.

L'électronique a également introduit, par sa sensibilité extrême, les actions infiniment faibles des facteurs intérieurs ou extérieurs au système, et notamment les amplifications en puissance contrôlables de manière continue. Là encore, on trouve en mécanique les systèmes les plus ingénieux et les plus évolués pour élargir les possibilités des facultés humaines : depuis le treuil et le palan jusqu'aux commandes hydrauliques modernes, l'arsenal est vaste ; on pourrait même dire que le conducteur d'un véhicule automobile, actionnant et commandant son moteur par la faible puissance de ses gestes réalise une amplification en puissance considérable au moyen de l'accélérateur. L'électronique a reculé à l'extrême les limites de ces actions puisqu'elle peut utiliser des puissances de millième de milliardième de watt, sous les formes les plus variées. En associant cette sensibilité à la possibilité déjà évoquée de largeurs de bande considérables, on arrive à la fécondité extraordinaire de l'électronique dans ses applications.

Cette action a commencé par l'introduction de pièces nouvelles, dont le plus important est naturellement le tube à vide ou à gaz qui confère ses propriétés à l'électronique. Les besoins mêmes de la technique électronique ont amené la création ou le perfectionnement de pièces classiques comme les condensateurs, les résistances ou les potentiomètres, puis la miniaturisation elle-même a provoqué des bouleversements profonds avec l'apparition des nouveaux matériaux magnétiques et des semi-conducteurs.

La première réaction des divers utilisateurs, électroniciens et mécaniciens compris, a été d'utiliser ces pièces pour résoudre à partir de leur emploi direct les problèmes posés, par exemple pour leurs amplificateurs ou leurs servo-mécanismes.

Les électroniciens sont maintenant arrivés à la conclusion que tous les problèmes peuvent se résoudre avec un nombre relativement restreint d'ensembles de pièces qui ont les caractéristiques d'amplification et de constante de temps données : la coutume est venue de classer ces ensembles par la fonction qu'ils peuvent remplir, d'où le nom d'ensembles fonctionnels. L'art de l'utilisateur — et cette fois aussi bien mécanicien qu'électronicien — sera d'adapter à l'entrée et à la sortie de l'ensemble les dispositifs aptes à l'utiliser, suivant des principes qui, encore une fois, sont analogues à l'adaptation d'impédances. Pour employer une formule chère à M. Raymond, nous sommes arrivés en électronique à l'ère de l'architecte qui utilise briques ou éléments préfabriqués en abandonnant celle de la pierre de taille ajustée à la demande au ciseau.

Les premiers besoins se sont tout naturellement exprimés en électronique qui avait tous les techniciens et les moyens nécessaires et où l'on a pu ainsi créer la variété de constantes de temps et amplifications nécessaires. Les ensembles, constitués en bloc, sont de plus en plus complexes à mesure que la largeur de bande demandée croît. Il faut bien remarquer à ce sujet que l'étude et la mise au point de ces ensembles complexes est longue, onéreuse, et qu'elle nécessite même souvent la mise au point de matériaux nouveaux : il est indispensable, au point de vue économique, que les utilisateurs, électroniciens ou autres et surtout les mécaniciens, se rendent compte de l'inéluctable nécessité d'utiliser ces ensembles, sans chercher à tout réétudier eux-mêmes à partir des pièces détachées.

Il ne faut pas croire, en effet, que ces ensembles sont créés suivant un libre arbitre absolu ou l'impulsion du moment. Ils répondent à une analyse serrée des diverses cascades fonctionnelles à assembler de manière à trouver l'optimum économique pour le maximum de cas. On pourrait trouver une analogie — assez formelle il est vrai — dans les besoins du calcul arithmétique. Pourquoi avoir choisi, au moins jusqu'à présent, dix signes pour représenter tous nos nombres : c'est un compromis entre la simplicité d'expression associée à une mémoire élevée (nombre de signes plus élevé que dix), et la complication d'écriture et d'énoncé due à un nombre de signes plus faibles (deux par exemple) : l'expérience et l'habitude, le développement des techniques des matériaux et de la miniaturisation détermineront le nombre d'ensembles fonctionnels optimum pour résoudre tous les problèmes pratiques : il est certain, en tout cas, que partir de la pièce détachée elle-même apparaîtra bientôt comme aussi archaïque que vouloir partir de la forge pour produire une machine-outil.

Les exemples les plus évolués de ces structures logiques sont sans conteste fournis par les calculateurs électroniques de toute nature. L'analyse serrée de toutes les opérations mathématiques ramenée à l'addition, à la soustraction, avec les mémoires correspondantes, et la rapidité d'action voulue — certains calculateurs fonctionnent avec des fréquences de répétition de plusieurs mégacycles — conduisent à utiliser un nombre d'ensembles très limité, trois à cinq suivant les cas. Leur étude systématique a amené des réductions de consommation et de puissance considérables.

Parmi les cas plus simples de l'électronique, on peut citer les récepteurs les plus divers, depuis le récepteur de trafic télégraphique jusqu'au récepteur de télévision qui, lui, réclame des largeurs de bande de plusieurs mégacycles. La mise au point des bandes d'amplification de ces derniers est difficile si on veut atteindre le prix minimum : des ensembles fonctionnels bien étudiés, avec leurs pièces miniatures et, probablement, leurs circuits imprimés apportent une solution.

En somme, les électroniciens, dans leurs relations avec les autres disciplines industrielles et, notamment avec les mécaniciens, vont de plus en plus mettre à disposition des ensembles caractérisés par une constante de temps et une amplification de puissance. Ce sont ces systèmes mêmes qu'il faudra utiliser.

Réciproquement, les électroniciens auront de plus en plus besoin de systèmes mécaniques particulièrement étudiés et normalisés pour un but fonctionnel

donné : il faut bien souligner que les électroniciens ne peuvent pas se passer de mécanique.

Le travail commun des électroniciens et des mécaniciens a encore de longues années à vivre. Bien des exemples viennent à l'esprit, mais il suffit de remarquer que les machines automatiques qui produisent les ensembles fonctionnels simples ou qui les contrôlent font appel à la mécanique la plus adroite et la plus fine, ou, qu'il faut toujours passer en fin de compte par la mécanique lorsqu'il s'agit d'enregistrer une information ou d'en laisser une trace sur document. De plus, il suffit de visiter une installation électronique des plus modernes, comme un radar d'alerte, d'interception ou de tir pour constater que la mécanique y a une grande part, dans toutes les parties des équipements, et que les électroniciens souhaitent eux aussi pouvoir trouver des ensembles fonctionnels normalisés.

Enfin, pour conclure cette partie de notre exposé, je voudrais signaler un aspect des conséquences de l'emploi des éléments fonctionnels, soit électroniques, soit mécaniques sur l'évolution des problèmes de production. Elle dépasse la seule automatisation : la conception même de la production va changer et, probablement très vite. Dans un produit évolué, tel qu'un récepteur de télévision ou même la voiture automobile de l'avenir, le choix de l'état final étant fait, l'art du producteur sera de plus en plus d'analyser comment il faut résoudre son problème à partir d'un nombre de sous-ensembles fonctionnels déterminé pour avoir le prix de revient le plus faible ; l'assemblage posera des problèmes d'adaptation propres à chaque cas et, à un degré plus ou moins grand, d'automatisation. Les parts relatives de l'électronique, de la mécanique et autres dépendront évidemment du produit final, mais l'évolution des méthodes industrielles sous les coups de boutoir de l'électronique ne peut se faire que dans ce sens.

Il faut bien remarquer que cette évolution est assez contraire aux habitudes encore vivantes dans notre pays, où chacun a tendance à vouloir tout faire lui-même. Il faudra pourtant inexorablement venir à cette concentration des tâches si les prix de revient doivent redevenir compétitifs, sans protections artificielles : c'est même, certainement, le seul moyen d'y arriver, et le seul, également, pour sauvegarder ce qu'on appelle la « petite » industrie.

Je voudrais aborder maintenant un sujet qui est bien loin d'être hors de propos ici, et qui est rendu d'une actualité brûlante par les développements mêmes que nous venons d'esquisser.

La vie économique d'une nation, sous l'influence des facteurs étudiés ou qui vont l'être dans cette journée d'études dépendra de plus en plus de ses techniciens, sans même faire de distinction entre mécaniciens, électroniciens ou autres. Certes, les qualités qui concourent à la physionomie de l'être humain ne sont pas uniquement techniques, mais la technologie envahit tout et l'électronique y est pour beaucoup puisqu'aucune industrie, aucun commerce ne pourront se passer des moyens apportés: André Siegfried l'a excellemment montré dans ses Aspects du XX^{e} siècle.

La transformation progressive due à cet événement de base est déjà évidente, dans les nations évoluées économiquement comme notre pays. Les hommes d'un certain âge qui sont ici, dont je suis, se souviennent certainement de ce que, durant leurs études ou dans leur famille, ils ont entendu répéter que la carrière de technicien est limitée : dans l'industrie comme dans les administrations, il y a quelque cinquante ans le facteur technicité jouait peu dans le choix des postes situés au sommet de la hiérarchie. Les techniciens étaient limités en nombre et, parfois même, craints. Cette inquiétude de l'avenir doit disparaître actuellement, car l'administration – au sens le plus large du mot doit être renforcée par des hommes qui ont appris les bases scientifiques et théoriques de leur métier dans des écoles d'ingénieurs et qui ont eu la responsabilité de résoudre des problèmes de leur métier. En fait, on pourrait dire que leurs capacités administratives et l'expérience correspondante pourront s'acquérir après leur formation technique, dans l'exercice de leur métier, alors que l'instruction technique ne s'acquiert plus après un certain âge. C'est là une considération très importante pour l'orientation des jeunes, surtout dans notre pays où l'instruction forme encore en majorité ce qu'il est convenu d'appeler des « littéraires », expression fort injuste pour la littérature qui marque seulement la peur de la science ou de la technique.

En, somme le problème est, après avoir donné confiance à notre jeunesse dans son avenir dans la technique, de trouver les moyens de former le personnel réclamé, et cela en utilisant tous les moyens offerts à l'enseignement par la technique elle-même.

Cette préoccupation est de taille : elle réclame des solutions urgentes, car le pays manque de techniciens, dans une proportion déjà alarmante alors que les besoins des laboratoires, de l'industrie et de l'exploitation du domaine de l'énergie nucléaire ne se sont pas encore fait sentir. Ce sont l'électronique et l'aviation, qui, les premières, soulignent le déficit. Il est difficile d'avancer des chiffres qui aient des significations précises : on peut toutefois dégager deux idées directrices, en ce qui concerne la formation des techniciens et leur perfectionnement.

Lorsqu'on pense au personnel technique, on évoque d'abord les ingénieurs de tous ordres ; les anglo-saxons englobent sous le vocable d'engineer les activités les plus diverses. Le mot « ingénieur » n'a pas le les plus diverses. Le mot « ingénieur » n'a pas le même sens en France : il y est plus restrictif. Il n'en reste pas moins que les Etats-Unis formeront près de cent mille ingénieurs par an ; la Russie en formerait déjà cent vingt-cinq mille. En France, nous n'en instruisons que quelques milliers, et encore en adoptant toutes les définitions pour arriver à ce chiffre.

Mais les ingénieurs ne sont pas seuls : ils doivent avoir avec eux un nombre important de collaborateurs qui, sans avoir une instruction correspondant au niveau d'ingénieur, sont leurs aides indispensables pour les montages, les mesures, les projets partiels,

l'exploitation, etc... Dans nos laboratoires, nous comptons en moyenne deux de ces agents techniques par ingénieur.

Ceux-là aussi manquent et, même si la définition du terme ingénieur aux Etats-Unis ou en Russie englobe certains de nos agents techniques, la formation d'agents techniques en France est loin d'atteindre le total qui nous est nécessaire lorsqu'on le compare à la centaine de mille annuellement formés dans ces nations économiquement fortes.

C'est là une question vitale, pour la mécanique comme pour l'électronique, l'atomistique et toutes autres disciplines. Il est urgent d'y trouver des solutions, car déjà, notre jeunesse va se former à l'étranger.

Considérons le problème des ingénieurs, et, par ce mot, nous entendons un technicien qui a reçu une formation générale suffisante pour dominer les problèmes de son métier ou pour lui adapter d'autres disciplines : par exemple, mécanique à l'électronique et réciproquement. La formation des ingénieurs comprend schématiquement deux phases : celle qu'il reçoit avant d'entrer dans l'Ecole d'Ingénieurs et celle qu'il acquiert pendant ses années d'Ecole.

Nous pensons résolument que, pour développer le recrutement d'ingénieurs en nombre suffisant, il faut intensifier les efforts déjà faits pour modifier profondément l'enseignement, surtout dans la période préparatoire aux Ecoles. Et, en cela, il n'y aura aucun risque de « faire baisser le niveau » des ingénieurs, si on prend à temps des mesures systématiques. Bien au contraire, si on tarde à les définir, les besoins seront satisfaits plus ou moins mal, dans une anarchie qui discréditera certainement le titre d'ingénieur.

L'essentiel est de prendre des mesures qui permettront aux ingénieurs d'avoir le niveau utile : cela n'a aucun sens de dire qu'il sera plus « bas ».

Or, il faut bien reconnaître que notre enseignement en vue de la carrière d'ingénieur est encore marqué par la suprématie des mathématiques, et j'allais dire des mathématiques à l'état pur. Si nous nous reportons à l'esquisse du développement mécanique, électricité-électronique tracée plus haut, on serait tenté de dire que notre pédagogie à l'usage des élèves-ingénieurs de haut niveau en est restée à la phase de la mécanique analytique. Nous sommes encore imprégnés de la classification comtienne des sciences si bien que la préparation au métier d'ingénieur apparaît dès le début comme un enseignement de la logique mathématique, sans aucun aperçu des applications possibles puisqu'au même moment les sciences physiques apparaissent comme le parent pauvre. Or, si quelques pour cent d'une génération de jeunes gens peuvent supporter ces méthodes, elles rebutent d'emblée le reste. Qui de nous ici ne se souvient de ces règles de convergence des séries, de ces fonctions symétriques, de la théorie des quadriques, du conoïde de Plücker et autres, alors que la physique se limitait à des mesures précises de densité et à l'optique géométrique et que la chimie nous inspirait le plus vif dégoût. Ces méthodes étaient plus ou moins développées suivant la destination de la préparation, mais toujours avec l'idée que le sommet de la hiérarchie était apporté par la culture mathématique logique. Un grand nombre de Français ont été écartés du métier d'ingénieur par ces dispositions, d'ailleurs tellement ancrées dans les mœurs que tout autre préparation risque encore d'être considérée comme d'un niveau médiocre.

Des efforts ont été faits et se développent pour remédier à cet état de choses : plusieurs types de Spéciales ont été créés et sont en cours d'essais ; dans l'Enseignement Supérieur, le certificat des méthodes Mathématiques appliquées à la Physique marque la tendance. Dans l'Université, au Conservatoire des Arts et Métiers, on se préoccupe et de manière éminente de l'adaptation de l'enseignement à la préparation des ingénieurs. Mais c'est encore certainement insuffisant. Il n'est naturellement pas question de sous-estimer l'importance des mathématiques dans le métier d'ingénieur, surtout mécanicien ou électronicien. J'ai sous les yeux la liste de travaux mathématiques publiés dans un journal d'électronique en un an : transformation de Laplace, théories des équations différentielles linéaires ou non, fonctions de Jacobi, fonctions de Legendre, fonctions d'onde en diffusions, méthodes statistiques les plus poussées, ce sont des travaux effectués en vue d'applications et qui sont importants, mais il suffit qu'ils puissent être à la portée de quelques pour cent d'ingénieurs : la préparation ne doit surtout pas être alignée sur eux alors que les calculateurs électroniques eux-mêmes apportent des moyens pour résoudre les problèmes mathématiques les plus ardus. Pour nous, le prototype du bon ingénieur, difficile à atteindre, est Heaviside et il n'est pas inutile de rappeler ce mot de John Hopkinson, adopté par l'I. E. E. : « Lors de la formation de l'ingénieur, il ne faut pas le faire dépendre des mathématiques seulement, mais il faut qu'il puisse apprécier de manière générale si quelque chose est à peu près juste ! » C'est grâce à un mélange judicieux de mathématiques utilitaires, de sciences expérimentales et de travaux pratiques que cette formation peut être acquise, et elle doit être imprimée au moment déterminant de l'existence, vers 18 à 20 ans en général. Il n'est pas inutile de rappeler ici que la mécanique apporte encore les exemples les plus instructifs d'enseignement des mathématiques à l'occasion de celui des sciences physiques.

Il est d'ailleurs nécessaire de souligner également que l'accès à la formation d'ingénieur devrait probablement être libéré des assujettissements des concours et être basé sur les résultats obtenus de manière continue durant la préparation.

Certes, ces problèmes sont étudiés attentivement dans tous les Départements de l'Enseignement, pour les ingénieurs comme pour les techniciens ; M. le Recteur Sarrailh vient d'exposer les plans d'extension de l'Université de Paris, mais il est urgent d'aboutir : il y va de la vie même de notre pays et les investissements dans ce domaine sont sûrement rentables, au moment d'ailleurs où des

ressources nouvelles doivent être données à l'enseignement qui n'a plus les moyens matériels pour instruire les générations d'élèves et d'étudiants actuelles.

Il sera également indispensable d'introduire ou de développer dans les Ecoles d'Ingénieurs françaises un enseignement sur la nature et l'importance des prix de revient : c'est obligatoire non seulement en vue de l'industrie, mais aussi de l'exploitation et des administrations. L'ingénieur doit pouvoir résoudre un problème technique donné au moindre prix, en ayant le courage d'abandonner la « belle » solution technique, trop complète ou trop ambitieuse. C'est une notion qui n'est pas suffisamment enseignée en France.

Enfin, et ceci est plus directement du ressort des Sociétés Savantes représentées ici, se pose le problème du perfectionnement des ingénieurs et techniciens au cours de leur carrière.

Ce souci est probablement le plus marqué dans les carrières d'ingénieurs mécaniciens, électriciens, électroniciens et, bientôt, nucléaires. Il doit être bien compris qu'à l'allure où se développent les techniques et, avec leur degré d'interpénétration, la formation, l'instruction de l'ingénieur ne s'arrêtent pas à la discipline de son métier et, à fortiori, à sa sortie de l'Ecole. L'ingénieur moderne devra se tenir au courant des techniques modernes.

Des efforts importants ont été faits en France : Journée de l'électronique à la Société des Electriciens, Sessions et Congrès de la Mécanique, Travaux de la Société Française des Mécaniciens, Journées du Centre d'Etudes Techniques à la Maison de la Chimie, etc...

Mais ces efforts devraient être développés dans un sens de participation plus directe des ingénieurs à l'enseignement de perfectionnement. Un très bon exemple d'enseignement efficace me paraît être celui qu'organise maintenant annuellement le Commissariat à l'Energie Atomique, pour former des ingénieurs dans le domaine nucléaire.

Les industriels, les administrations doivent comprendre que, malgré la gêne causée par le départ en stage d'éléments pris parmi les meilleurs, il faut favoriser ce perfectionnement continu, et cela dans tous les domaines. Il est certain que la plupart des ingénieurs et techniciens électroniciens ignoreraient les progrès de la mécanique moderne si le Salon de l'Auto ou de l'Aviation ne venaient leur en apporter des exemples mais c'est une mise au courant vraiment trop superficielle.

C'est là une preuve supplémentaire de la nécessité d'une synthèse entre les disciplines scientifique et technique de l'heure dont cette journée souligne un exemple typique : elle devrait servir de point de départ à des stages réciproques plus complets.

MÉCANIQUE ET ÉLECTRONIQUE DANS L'ÉVOLUTION MODERNE DE LA MÉCANIQUE NON LINÉAIRE (*)

PAR

N. MINORSKY

Professeur honoraire aux Universités de Pennsylvanie et de Stanford

1. Introduction.

Il y a un demi-siècle la théorie des oscillations ne formait qu'un chapitre de la mécanique rationnelle. La méthode des petites oscillations simplifiait les problèmes compliqués tant que l'on restait dans le cadre de cette méthode. Toutefois on rencontrait de temps en temps des problèmes spéciaux qui s'écartaient de la théorie classique et en pareils cas il fallait faire intervenir des moyens du calcul appropriés à chaque cas particulier. Les travaux bien connus de Lord Rayleigh, Helmholtz et autres physiciens de la fin du siècle dernier caractérisent cette époque en quelque sorte intermédiaire entre l'ancienne théorie des oscillations et la nouvelle qui forme l'objet de cette note.

Les difficultés devenaient de plus en plus grandes au fur et à mesure que l'expérience apportait des faits nouveaux. Déjà la découverte de moyens de production des oscillations auto-entretenues par les arcs électriques vers la fin du 19e siècle a montré nettement que leur étude sortait du cadre de la théorie de *petites* oscillations au sens qu'on attache à ce mot en mécanique rationnelle. Il a fallu s'engager de plus en plus dans toutes sortes de constructions graphiques pour pouvoir aboutir à quelques conclusions pratiques.

C'est surtout avec la découverte de circuits à lampes triodes fonctionnant en générateurs d'oscillations auto-entretenues qu'il est devenu clair qu'il fallait soit abandonner entièrement l'étude analytique de ces phénomènes, soit entreprendre l'étude d'équations différentielles non-linéaires pour pouvoir effectuer leur mise en équation.

C'est dans cette dernière voie que s'est engagé M. B. van der Pol quand il a formulé une équation différentielle (e.d. pour abréger) non-linéaire (1) qui porte aujourd'hui son nom et dont la forme est :

$$\ddot{x} + \mu (1 - x^2) \dot{x} + x = 0 \qquad (1.1)$$

Comme cette équation est probablement bien connue, il suffit de mentionner que tout revient aux propriétés particulières du terme donnant l'amortissement. Pour des petites valeurs de x cet amortissement est négatif ; il devient positif quand x croît. On voit ainsi, d'une façon purement intuitive, que les oscillations s'amorcent spontanément à partir de l'état de repos mais leur croissance est finalement arrêtée par l'apparition de l'amortissement positif pour les amplitudes suffisamment grandes. Van der Pol a vérifié ces considérations plus ou moins intuitives par la méthode graphique des isoclines et a constaté, qu'en effet, il existe une courbe intégrale fermée dans le plan de phase vers laquelle s'approchent toutes les autres courbes intégrales non fermées ayant la forme de spirales (1).

Cette étude a été reprise quelques années plus tard par MM. E. et H. Cartan (2) d'une part, et par M. Liénard (3) d'autre part ; ces auteurs ont démontré analytiquement l'existence d'une solution périodique dans ce cas.

Pour une raison ou une autre il n'y a aucune mention dans ces travaux concernant le travail antérieur de Poincaré et ces constations ont été faites apparemment indépendamment par ces auteurs.

Ce n'est qu'en 1929 que le physicien russe Andronov dans une note insérée dans les C.R. (4) a attiré l'attention sur le fait que la courbe fermée que van der Pol a obtenue n'est autre chose que le cycle limite de la théorie de Poincaré (5).

Une fois cette constatation faite, l'étude ultérieure s'est développée très rapidement en URSS et l'on avait l'impression que les idées profondes du grand géomètre n'attendaient que des résultats d'expérience pour donner naissance à la nouvelle théorie des oscillations.

C'est pendant cette phase initiale d'études que l'électronique s'est avérée comme un outil précieux pour découvrir de nombreux phénomènes nouveaux

(*) Conférence présentée à la Journée du 5 Novembre 1955 consacrée à l'évolution du progrès mécanique sous l'influence conjuguée de la Mécanique et de l'Electronique.

et a permis en outre d'élargir considérablement le cadre de la théorie de Poincaré comme nous le verrons dans la suite.

2. La mécanique et l'électronique.

La vraie raison pour laquelle l'électronique a pu donner une pareille impulsion à l'avancement de ces études est dué à la facilité qu'elle offre pour des recherches expérimentales de ce genre.

D'abord, la formation des e.d. en électronique est particulièrement simple ; il suffit d'appliquer les lois de Kirchhoff en représentant des éléments non-linéaires du circuit par des polynomes appropriés ; la détermination de paramètres et de caractéristiques est aussi très simple ; il est aussi facile de faire varier ces paramètres et ainsi de suite.

Tout cela est beaucoup plus compliqué en mécanique. Les systèmes mécaniques se présentent rarement sous formes simples ; la détermination de paramètres est aussi plus difficile ; très souvent ces paramètres se présentent sous forme distribuée ; l'influence de liaisons est souvent mal connue ; les éléments non linéaires de systèmes mécaniques très souvent sont dus au frottement mais ce dernier est peu connu et en outre est susceptible de grandes variations. Il est bien entendu qu'on peut aboutir à des résultats satisfaisants si l'on se donne la peine de construire des modèles appropriés mais pour être sûr de résultats ainsi obtenus il faut que ces modèles soient exécutés avec une grande précision ce qui rend l'étude expérimentale de ce genre beaucoup plus coûteuse que des recherches analogues en électronique.

Il est clair que si l'on veut poursuivre une étude théorique d'un certain phénomène *per se*, ce n'est que l'e.d. qui compte et si l'on veut, en outre, le vérifier expérimentalement, il s'agit de voir par quel moyen il est plus commode de le faire. Si l'on peut le faire de deux façons différentes, par exemple, par un procédé mécanique et par un procédé électronique, il va sans dire, que ce qu'on trouve en mécanique sera retrouvé en électronique pourvu que l'e.d. reste la même dans les deux cas. Mais c'est précisément ici qu'intervient la différence entre la mécanique et l'électronique, comme il vient d'être précisé.

Dans quelques cas particuliers (qui sont d'ailleurs des exceptions plutôt que la règle) on arrive à réaliser la même e.d par des voies différentes avec assez de précision. Cela entraîne, bien entendu, la correspondance de deux phénomènes du point de vue de leur comportement qualitatif. Un cas intéressant de cette correspondance a été réalisé il y a quelque temps par les physiciens russes KAIDANOWSKY et CHAIKIN (6) qui ont pu obtenir des résultats expérimentaux pratiquement identiques (les courbes en dents de scie) pour le fonctionnement d'un circuit contenant un tube à néon ainsi que celui d'un frein de Prony mal lubrifié. Si l'on examine les courbes expérimentales de ces deux phénomènes, il est impossible de les distinguer l'un de l'autre.

Mais, malheureusement, ce n'est pas la règle mais plutôt une exception. Il n'est pas toujours possible de retrouver en mécanique ce que l'électronique a déjà trouvé. Pour ne pas chercher loin, prenons le cas le plus simple, — la production des oscillations auto-entretenues et dans ce problème, sa partie essentielle, — la forme de la caractéristique non-linéaire susceptible de donner naissance à une pareille oscillation. D'après la théorie confirmée par l'électronique, l'existence de ces oscillations est liée à la présence de termes de degré suffisamment élevé dans la représentation de la caractéristique par un polynôme et, en plus, à de certaines relations entre ces termes. En outre ces termes doivent être suffisamment petits si l'on veut rester dans les limites où le procédé analytique est applicable.

Si l'on veut chercher à réaliser ces conditions en mécanique pour pouvoir retrouver le phénomène correspondant, on se trouve dans des conditions assez difficiles. En effet, il s'agit de produire une caractéristique analogue avec des matériaux mécaniques (ressorts amortisseurs, etc) à un tel degré de précision que des petits termes, disons, du quatrième, du sixième, etc, degré (toujours dans la représentation par un polynôme) soient du même ordre de grandeur que dans le cas électronique. Il est visible que dans l'état actuel de nos connaissances, nous ne disposons pas encore de moyens pour pouvoir produire des finesses pareilles. Donc, c'est dans *la synthèse* de matériaux appropriés en mécanique que se trouve à présent la difficulté de découvrir en mécanique tout ce qui a été déjà trouvé en électronique.

Il va sans dire que ces difficultés ne sont nullement celles du principe mais sont dues uniquement à l'impossibilité pratique de réaliser en mécanique un système régi par la même e.d. que celui de l'électronique qui fournit un phénomène oscillatoire connu.

Dans ce qui suit nous allons indiquer brièvement quelques phénomènes non-linéaires découverts en électronique en indiquant les phénomènes correspondants en mécanique, ou du moins, la possibilité de leur existence dans les cas où ils ne sont pas encore connus.

3. Cycles limites.

Les *cycles limites* de POINCARÉ (7) constituent la notion fondamentale dans la nouvelle théorie des oscillations. Nous avons déjà touché cette question quand nous avons parlé de la découverte de van der POL.

Il est utile de préciser davantage la signification de ces cycles en mécanique et en physique en général.

Dans l'ancienne théorie le modèle d'un mouvement oscillatoire stationnaire était l'*oscillateur harmonique* ou une certaine combinaison de pareils oscillateurs. C'est dans les systèmes conservatifs qu'on trouve ces mouvements à l'état permanent (ou stationnaire). La propreté essentielle de ces mouvements est qu'ils sont définies uniquement en fonction de conditions initiales. Autrement dit,

les solutions possibles d'un oscillateur harmonique forment *une famille à deux paramètres*, — les conditions initiales.

Mais envisageons un cycle limite sous sa forme la plus simple et la plus souvent rencontrée dans les applications : un cycle limite stable. Rappelons sa définition : c'est une courbe intégrale fermée (dans le plan de phase) jouissant de la propriété suivante : toutes les autres courbes intégrales C' ne sont pas fermées et ont la forme de spirales qui s'enroulent sur la courbe C (Fig. 1). A cela il faut

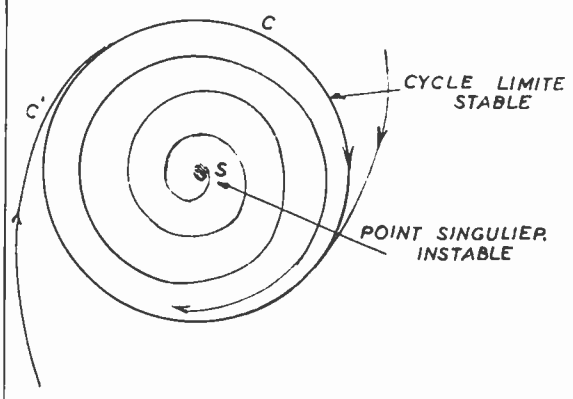


FIG. 1.

ajouter aussi une condition nécessaire à savoir : pour qu'une courbe fermée C puisse être un cycle limite il faut qu'elle contienne dans son intérieur un point singulier S dont la stabilité est opposée à celle du cycle. Comme nous voulons envisager ici le cycle stable, il faut que ce point singulier S soit instable. On a ainsi ce qu'on appelle une *configuration topologique* la plus simple : un point singulier S instable est entouré par un cycle C stable. Les courbes intégrales « se déroulent » de S et « s'enroulent » sur C. Tel est le mécanisme de l'amorçage de l'oscillation ainsi que son établissement en régime permanent.

Comme chaque point du plan de phase représente certaines conditions initiales, et comme par chaque point passe une spirale C', il est clair que, si l'on ne parle que du régime stationnaire, ce régime *est indépendant de conditions initiales*.

C'est ici que se trouve la différence profonde entre les mouvements oscillatoires stationnaires de l'ancienne théorie et ceux de la nouvelle théorie. Il y a une autre différence à noter. Nous venons de dire que l'oscillation stationnaire de l'ancienne théorie n'est possible que si le système est conservatif. Dans la nouvelle théorie une pareille oscillation étant du genre du cycle limite caractérise généralement un système non-conservatif. Il y a toujours des échanges d'énergie entre la source extérieure et le système oscillatoire. Pendant une partie du cycle une certaine quantité d'énergie est empruntée à la source et pendant l'autre partie du cycle, elle est dissipée sous forme de chaleur. Mais ce qui est essentiel est que ces échanges d'énergie intégrés pendant la période d'un cycle complet donnent une somme exactement nulle. De cette façon apparaît une autre propriété remarquable de systèmes à cycle limite. En effet, tandis que les systèmes conservatifs (linéaires ou non) sont susceptibles de donner naissance à une infinité d'oscillations formant une famille à deux paramètres comme nous venons de le dire, dans les systèmes à cycle limite il n'y a qu'*une seule oscillation* possible et cette oscillation est définie uniquement par l'e.d. elle-même — c'est-à-dire par ses paramètres, tandis que les conditions initiales ne jouent ici aucun rôle, si l'on n'envisage que l'état stationnaire.

Après ces quelques remarques, revenons à la question du rôle que l'électronique a joué dans l'établissement du contact avec la théorie de POINCARÉ.

Tout d'abord, c'est grâce à l'électronique qu'on a pu « voir », pour ainsi dire, les cycles limites pour la première fois. Je ne m'arrête pas ici à cette question qui est bien connue aujourd'hui dans la technique des oscillographes cathodiques.

Ce qui est plus important c'est que grâce à l'électronique, la théorie même a pu être élargie considérablement. En effet, pendant ces études il a été constaté que pour quelques formes particulières de caractéristiques non linéaires, les systèmes électroniques peuvent donner naissance à plusieurs cycles limites contenues les uns à l'intérieur des autres à la façon de cercles concentriques. Dans le cas de pareilles *structures polycycliques* les cycles stables alternent toujours avec les cycles instables, le point singulier au centre de la configuration étant considéré comme un cycle réduit à un seul point. La fig. 2 indique une configuration de ce genre qu'on rencontre souvent dans les applications. Elle consiste en un point singulier stable S, entouré d'un cycle instable C' qui, à son tour, est entouré d'un cycle stable C.

Comme le point singulier (c'est-à-dire, l'état de repos) est stable, un tel système ne peut pas s'amorcer spontanément.

Mais si l'on fournit une impulsion suffisante pour transférer l'affixe du système (c'est-à-dire son état instantané) *en dehors du cycle* instable C', par exemple au point A, à partir de ce point le système s'amorce s'approchant du cycle stable C. Très souvent on désigne les phénomènes de ce genre comme « l'excitation dure » (ou « par choc ») pour les distinguer de « l'excitation molle » ayant lieu selon le schéma de la fig. 1.

Mais revenons à la mécanique. Dans ce domaine la situation est beaucoup moins définie du moins à présent. D'ailleurs l'intérêt de ces questions est plutôt négatif en ce sens que tandis que dans l'électronique et les sciences associées (radio-électricité, télévision, etc) la *production* des oscillations à cycles limites est une chose utile, en mécanique ces oscillations ont toujours un caractère indésirable et le problème consiste généralement à se débarrasser de ces oscillations plutôt que de les produire. C'est surtout dans les dispositifs de commandes automatiques qu'on rencontre des phénomènes pareils.

Il semble probable aussi que les oscillations de la même nature apparaissent dans les problèmes concernant l'aéro-élasticité mais leur étude est beaucoup plus difficile vue la complexité de ces problèmes du point de vue de leur mise en équation.

Toutes les oscillations à cycles limites, qu'on connaît à présent en mécanique, sont du genre de « l'excitation molle ». On n'a jamais observé les phénomènes d'« excitation dure » en mécanique. A un certain moment on discutait cette question en relation avec la destruction des avions lors de leur passage à travers le mur du son. Comme cette destruction est apparemment due aux ondes de choc, on voit aisément que deux hypothèses se présentent dans ce cas. Selon l'une, cette destruction est due à l'*action directe* de l'onde de choc ; selon l'autre hypothèse cette dernière ne sert que pour transférer les « conditions initiales » au delà du cycle instable (fig. 2), en sorte que la destruction réelle est plus

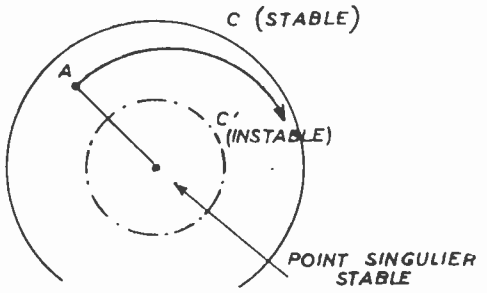


Fig. 2.

ou moins progressive, le système tendant à s'approcher du cycle extérieur se trouvant au dela de la limite d'élasticité du matériel. Comme il est difficile de réaliser des expériences de ce genre, cette hypothèse n'a jamais pu être ni confirmée ni un contraire, rejetée par l'expérience ce qui souligne encore une fois les difficultés qu'on rencontre quelquefois en mécanique en essayant de trouver ce qui est déjà connu en électronique.

Il existe toutefois un phénomène mécanique bien connu — le fonctionnement d'une horloge (8), qui se range bien dans le cadre de la théorie de cycles limites malgré le fait que dans ce cas ces cycles ne sont pas analytiques. En effet dans une horloge il y a deux parties distinctes (*a*) un pendule de torsion, avec un certain amortissement et (6) le mécanisme d'échappement. Les courbes intégrales du pendule sont des spirales logarithmiques qui convergent vers la position d'équilibre (ici un foyer stable). Un arc AMB d'une de ces spirales est indiqué sur la fig. 3. Après une période (point *B*), l'échappement communique une impulsion représentée par un segment *BA* d'une longueur constante.

On peut montrer (moyennant quelques hypothèses plausibles) que si l'on lance le pendule avec une amplitude soit trop grande, soit trop petite, l'oscillation stationnaire s'établira finalement à une amplitude pour laquelle le segment *BA* « ferme » la courbe *AMBA* comme le montre la figure 3.

On a bien ici un cycle limite mais ce cycle *n'est pas analytique* à cause du segment discontinu *BA*.

On doit dire, toutefois, que cette théorie des horloges a été inspirée par la théorie des oscillations dites *de relaxation* mais c'est, de nouveau, grâce à l'électronique qu'on a découvert ce genre d'oscillations.

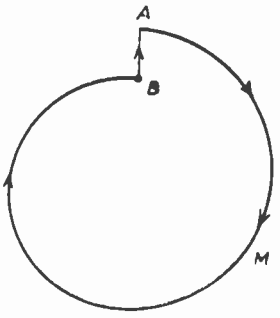


Fig. 3.

Remarquons, en passant, que c'est dans la théorie des oscillations de relaxation que les limites de la théorie de Poincaré ont été dépassées. Du point de vue analytique la formulation de ces phénomènes a été tentée dans le cadre de l'équation de van der Pol quand le paramètre μ est grand. Les difficultés contre lesquelles les mathématiciens se sont heurtés en poursuivant l'étude de ce problème sont trop bien connues pour insister davantage. Il suffit de dire que malgré les efforts de presque trente ans on n'a pas pu obtenir la solution analytique (par exemple, sous forme d'une série) de l'équation de van der Pol dans ce cas. Il semble, toutefois, que c'est la théorie essentiellement discontinue qui mène plus directement au résultat voulu mais pour pouvoir franchir ces difficultés il a fallu établir d'abord quelques notions préliminaires dans la théorie de la dégénerescence d'e.d. ce qui justifie l'existence de parties quasi-discontinues dans leurs solutions.

Ce progrès, d'ailleurs assez lent et pénible, dans la théorie moderne des oscillations de relaxation a été dû largement à l'électronique où ces phénomènes ont été constatés expérimentalement.

I. Synchronisation.

La synchronisation est un des phénomènes non linéaires probablement les mieux étudiées à l'heure actuelle. On doit dire toutefois qu'il a été observé pour la première fois en mécanique et non en électronique pour la simple raison que c'est Huyghens (1629-1695) qui l'a observé dans ses expériences avec les horloges. Dans un de ses mémoires ce savant mentionne le fait curieux suivant : deux horloges identiques fixées à un mur accusaient un petit déréglage. Pour une raison ou une autre Huyghens fut obligé de les fixer provisoirement sur une paroi mince et, à son étonnement, il s'est aperçu que leur marche était devenue isochrone. L'isochronisme disparut toutefois quand les horloges furent fixées de nouveau sur le mur.

Ce phénomène a été complètement oublié pendant plus de trois siècles, mais on l'a retrouvé avec les circuits électroniques et c'est un autre Hollandais, M. van der Pol, qui a donné la théorie moderne de ce phénomène connu aujourd'hui sous le nom de *synchronisation* (9).

Voici comment se présente ce phénomène dans l'électronique. Si l'on applique à la grille d'un oscillateur électronique, oscillant avec une fréquence ω_0, une force électromotrice extérieure à la fréquence ω, on observe des « battements » (ou des interférences) des deux fréquences comme l'indique la théorie classique (linéaire). On pourrait penser que si $\omega \longrightarrow \omega_0$, la période de battements devrait croître indéfiniment. Cela a lieu toutefois jusqu'à une certaine limite de la différence $(\omega - \omega_0)$. Si cette limite est atteinte, les battements disparaissent brusquement et il ne reste qu'une seule fréquence ω. Tout se passe comme si la fréquence ω_0 de l'oscillateur était « entraînée » par la fréquence extérieure ω.

Il est impossible d'entrer dans la théorie de ce phénomène ici mais il suffit de dire que, dans le cadre de la théorie de Poincaré, le régime synchronisé apparaît, comme le résultat de l'apparition d'un point singulier stable précisément pour la condition de l'unique fréquence ω pour le système différentiel en question.

En ce qui concerne la mécanique, le progrès accompli récemment est aussi considérable grâce aux travaux de M. J. Haag (10) qui a développé la théorie de synchronisation principalement pour les horloges donc, précisément pour le domaine qui restait inactif pendant plus de trois siècles depuis le temps de Huyghens.

Ce phénomène a trouvé des applications fort intéressantes. Par des dispositifs électroniques appropriés on peut obtenir aujourd'hui un genre de synchronisation artificielle suffisante pour synchroniser les moteurs électriques avec une fréquence fixe.

Pour cette dernière on utilise généralement la fréquence de circuits à quartz qui, comme il est bien connu, maintiennent la fréquence avec un degré de précision très grand. En utilisant un autre phénomène non-linéaire — la *démultiplication* de la fréquence (pour passer de la fréquence du circuit à quartz à celle de l'utilisation) — on obtient un dispositif pour le réglage de la vitesse du moteur synchronisée ainsi avec la fréquence du circuit à quartz. On utilise souvent ce dispositif pour les horloges électriques de grande précision.

5. Excitation paramétrique.

On désigne sous le nom d'*excitation paramétrique* la production des oscillations dans un système oscillatoire quand on fait varier l'un de ses paramètres d'une façon périodique. Le fonctionnement d'une balançoire est un exemple de ce phénomène.

Lord Rayleigh a mis en évidence ce phénomène (11) d'une façon particulièrement simple en attachant une corde de violon à un diapason dont les oscillations était entretenues par du courant alternatif (fig. 4). On constate que la corde commence à vibrer latéralement comme l'indique la ligne pointillée. Ce qui est essentiel ici c'est que pour la

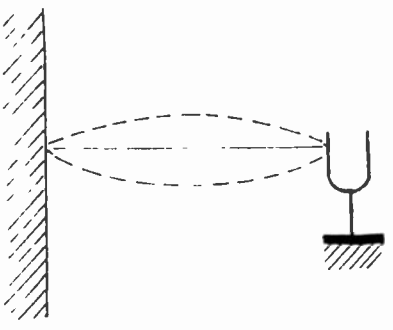


Fig. 4.

fréquence f du courant de l'électro-aimant, la fréquence de la corde est $f/2$; l'expérience réussit particulièrement bien si ces fréquences correspondent à la résonance de la corde et du diapason.

MM. Mandelstam et Papalexi ont réalisé une expérience analogue (12) avec un circuit oscillant (n'ayant aucune source d'énergie électrique) dont un paramètre (L ou C) subissait des variations périodiques. Comme il existe toujours une petite charge résiduelle dans le condensateur, cela est déjà suffisant pour amorcer les oscillations électriques sans aucune source extérieure d'énergie électrique.

La théorie de ce phénomène se ramène à l'e.d. de Mathieu. Dans le cas linéaire on connaît la solution exacte de cette e.d., mais dans le cas non linéaire il faut avoir recours à la théorie des approximations.

Il est à noter que le phénomène en question a tendance à se produire toujours. En d'autres termes, dans le phénomène paramétrique naturel, l'énergie est toujours absorbée dans le degré de liberté associé avec le paramètre et refoulée dans l'autre degré de liberté où l'oscillation paraît avec la fréquence deux fois plus petite. Cette circonstance est due à la condition de stabilité quelles que soient les valeurs des paramètres (13).

On peut se demander si l'*effet paramétrique inverse* peut être réalisé ; autrement dit : peut on éteindre (ou amortir) une oscillation en absorbant l'énergie de cette oscillation par l'*effet paramétrique, inverse*. Du point de vue de la théorie un pareil effet est possible mais il n'existe pas, seulement parce qu'il est instable. Si, toutefois, on arrive à *imposer* la phase (par un dispositif électronique convenable) à la variation du paramètre, il semble possible d'obtenir un amortissement (au lieu d'une génération) paramétrique ce qui peut être intéressant dans les applications.

En résumé, dans ce cas, le phénomène en question a été constaté et en mécanique et en électronique, mais dans les deux cas il s'agit de l'effet direct (la production des oscillations). Quant à l'effet inverse (l'amortissement) il semble être possible mais pour cela il faut assurer la condition de sa stabilité.

6. Extinction asynchrone.

Un autre phénomène intéressant a été découvert et étudié il y a quelque temps en électronique (14). Si l'on ajoute à la grille d'un oscillateur électronique, oscillant avec une certaine fréquence ω_0, une force électromotrice extérieure de fréquence ω assez élevée ($\omega \gg \omega_0$), l'oscillation auto-entretenue disparaît. La théorie (15) de ce phénomène se ramène à la modification de la condition de stabilité de l'oscillation fondamentale par l'oscillation imposée (de fréquence ω). Il va sans dire que cette interaction de deux oscillations n'est possible qu'à cause de la non-linéarité du système ; en outre, cette non-linéarité ne doit pas être quelconque mais doit satisfaire à une certaine condition additionnelle.

Ce phénomène n'est pas connu en mécanique pour le moment mais voici comment on pourrait l'envisager du point de vue mécanique si l'on pouvait réaliser les conditions voulues. Supposons qu'on ait un système mécanique auto-excitateur (c'est-à-dire fonctionnant sur un cycle limite) et oscillant avec une fréquence ω_0 qui, par sa nature, est indésirable. Si ce système contient un élément non-linéaire approprié, il suffira d'imprimer une oscillation d'une fréquence ω beaucoup plus élevée (par exemple la fréquence ultra sonore) pour pouvoir éteindre l'oscillation en question. On est encore loin de cette possibilité car, du moins pour le moment, on n'a pas de moyens de produire des éléments mécaniques ayant une non-linéarité donnée à l'avance, c'est-à-dire, susceptible d'être représentée par un polynôme de la forme voulue.

7. Phénomènes à action retardée.

Dans les exemples précédents c'était principalement l'électronique qui indiquait le chemin à suivre à sa sœur aînée — la mécanique — mais voici un exemple où c'est le contraire qui a lieu.

Depuis le temps de LAPLACE on connaît l'existence de certaines équations fonctionnelles dites *équations différentielles aux différences*. La théorie de ces équations a été développée relativement récemment (16), principalement en vue de quelques applications à la théorie de commandes automatiques.

L'étude complète de ces équations nous entraînerait trop loin et, pour cette raison, il suffit de dire juste quelques mots à ce sujet pour pouvoir se rendre compte de la nature de ces phénomènes.

On peut envisager une e.d. aux différences comme une e.d. ordinaire, dans laquelle les différents termes ne se rapportent pas à la même valeur de la variable indépendante t (temps) mais quelques uns de ces termes se rapportent à $t - h$, h étant *le retard*.

De cette façon les équations :

$$a\,\ddot{x}(t) + b\,\dot{x}(t-h) + c\,x(t) = 0 \qquad (7.1)$$

$$a\,\ddot{x}(t) + b\,\dot{x}(t) + c\,x(t-h) = 0 \qquad (7.2)$$

sont les e.d. aux différences ; la première contient le terme de *l'amortissement retardé* et la seconde, la *force de rappel retardée*.

La raison pour laquelle de pareilles équations s'introduisent dans la théorie des commandes automatiques est bien simple. Ainsi, par exemple, dans un dispositif de conduite automatique d'un navire ou d'un avion ou produit la force (au couple) de rappel artificiellement en liant l'indication d'un instrument donnant la direction à suivre (e.g. le compas) au gouvernail par un système d'asservissement quelconque. Il est clair qu'entre l'instant où une déviation x apparaît à l'instant t et l'instant où l'action correspondante du gouvernail est mise en jeu, un certain temps h s'écoule, en sorte que cette action paraît toujours un peu retardée (le terme $e\,x(t-h)$). De même dans la stabilisation anti-roulis d'un navire à l'aide de « citernes activées » dont nous parlerons dans la suite, l'amortissement est produit artificiellement en déplaçant le lest liquide entre les citernes de façon à avoir le maximum du lest dans la citerne qui monte (dans l'espace) au moment où la vitesse angulaire de roulis est maximum. Ici, de même, l'action du dispositif est généralement retardée et se traduit par le terme $b\,\dot{x}\,(t-h)$.

La propriété essentielle des e.d. aux différences est en ce qu'elles mènent toujours à un problème transcendant, ce qui peut être précisé de la façon suivante.

Pour une e.d. ordinaire (linéaire, aux coefficients constants) le degré de son équation caractéristique est toujours égal à l'ordre de cette e.d. Il n'en est pas de même pour une e.d. aux différences où le degré de l'équation caractéristique est toujours infini quel que soit son ordre. On le voit du fait que si l'on remplace les termes retardés par leur développement en séries de Taylor (en supposant h petit), l'e.d. aux différences devient une e.d. ordinaire mais de l'ordre infini. Il en résulte que le nombre de racines de l'équation caractéristique est aussi infini et quelques unes de ces racines peuvent avoir leurs parties réelles positives. Cela veut dire que de pareils systèmes sont susceptibles de s'amorcer avec des fréquences qui correspondent aux parties imaginaires de ces racines.

C'est précisément pour cette raison que ce problème présente un intérêt dans les applications. Du point de vue pratique, il est préférable de procéder un peu autrement en remarquant que :

$$x(t-h) = x(t) - \frac{h}{1!}\dot{x}(t) + \frac{h^2}{2!}\ddot{x}(t) + \ldots$$

$$= x(t)\left[1 - \frac{h}{1!}\frac{\dot{x}(t)}{x(t)} + \frac{h^2}{2!}\frac{\ddot{x}(t)}{x(t)} - \ldots\right]$$

Supposons qu'on veuille satisfaire à l'équation de ce genre par une solution $x = x_0 e^{zt}$ où $z = \alpha + i\omega$.

Dans ce cas $\dot{x}(t)/x(t) = z$; $\ddot{x}(t)/x(t) = z^2$, ... et la relation précédente s'écrit :

$$x(t-h) = x(t)\left[1 - \frac{hz}{1!} + \frac{h^2z^2}{2!} - \dots\right] = x\,e^{-hz} \quad (7.3)$$

Si l'on remplace $x(t-h)$ par cette valeur dans (7.2) et l'on y substitue la solution exponentielle on obtient l'équation caractéristique sous la forme :

$$f(z) = a z^2 + b z + c\,e^{-hz} = 0 \quad (7.4)$$

De même, pour l'équation (7.1) l'équation caractéristique est :

$$f(z) = a z^2 + b z\,e^{-hz} + c = 0$$

et ainsi de suite. On voit ainsi que le problème transcendant se réduit ici à la recherche de zéros d'une fonction analytique $f(z)$. Un nombre de travaux a été consacré à ce sujet récemment mais il suffit de remarquer ici que dans les applications ce qui est important à déterminer n'est pas le spectre entier de fréquences ω pour lesquelles $\alpha > 0$ mais juste une ou deux de ces fréquences qui peuvent se trouver dans le voisinage de la fréquence qu'on veut utiliser.

En laissant de côté la partie théorique de cette question qui a été exposée plus en détail ailleurs (16), il est utile d'indiquer brièvement comment ce problème s'est présenté dans le cas d'un dispositif de commande anti-roulis par des citernes activées.

Rappellons que dans les stabilisations de ce genre les déplacements du lest liquide entre les citernes A et B (fig. 5) sont « activés » à l'aide d'une pompe

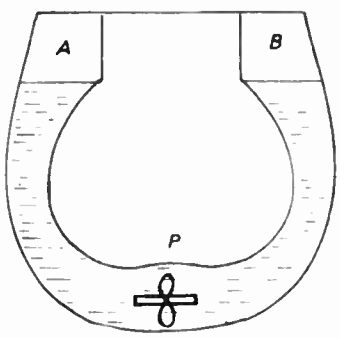


Fig. 5.

axiale P à pales variables (la pompe dite de Kaplan) dont l'angle de pales varie en fonction du signal de la commande réagissant au mouvement angulaire du roulis.

Comme le problème de la stabilisation ne nous intéresse pas ici, il suffit de dire que sous les conditions normales du fonctionnement, le dispositif produit un amortissement de roulis comme prévu par la théorie Sunply. Il a paru désirable dès lors d'augmenter la quantité du lest transférée entre les citernes mais ici on a rencontré un phénomène inattendu : les pales de la pompe ont commencé à osciller avec une fréquence qui n'a pas pu être décelée par les instruments du dispositif de la commande avec l'apparition du bruit accusant l'existence de la cavitation. Comme le transfert du lest s'effectuait avec la valeur maximum d'environ 7-8 tonnes par seconde, l'oscillation parasite de pales ainsi amorcée introduisait une perturbation énorme sur le bateau tout entier et était manifestement dangereuse. Il était logique d'admettre que ce phénomène se trouvait en relation avec l'écoulement du lest retardé par dès périodes de cavitation en sorte que le problème se présentait apparemment sous forme d'une action retardée, donc se ramenait à l'e.d.d. au lieu d'une e.d. ordinaire.

Comme les essais directs étaient hors de question, il a fallu avoir recours à une analogie électronique pour vérifier cette hypothèse et voici comment ce problème fut résolu (fig. 6).

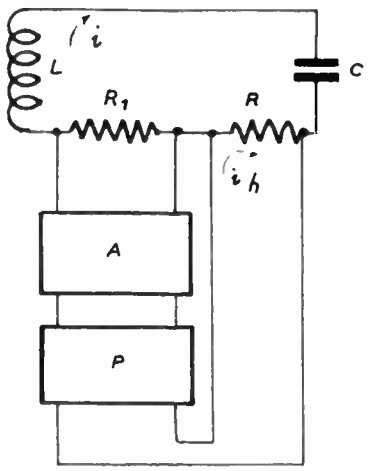


Fig. 6.

Dans le circuit oscillant L C sont intercalées deux résistances R et R_1 ; les bornes de R_1 sont liées à la grille d'un amplificateur électronique A dont la sortie (le courant d'anode) passe par un changeur de phase P et apparaît ainsi comme un courant retardé i_h passant par la résistance R. Si i est le courant dans le circuit L C, l'e.d. du circuit s'écrit :

$$L\frac{di}{dt} + (R + R_1)\,i + \lambda\,R_1\,i_h + \frac{1}{C}\int i\,dt = 0$$

λ étant le coefficient d'amplification de A. En dérivant cette *e.d.* par rapport à t, en divisant par L et en posant :

$(R + R_1)/L = p$; $\lambda R_1/L = q(\lambda)$; $1/CL = \omega_0^2$ on a :

$$\frac{d^2i}{dt^2} + p\frac{di}{dt} + q(\lambda)\frac{d\,i_h}{dt} + \omega_0^2\,i = 0$$

C'est une e.d.d. du type mixte c'est-à-dire avec dérivées non retardée ainsi que retardée ce qui, naturellement, ne change pas sa nature. Il va sans dire que les paramètres ont été ajustés (par la loi de similitude) pour correspondre à ceux du système hydrodynamique en question. De cette façon a il été possible de retrouver les fréquences du spectre transcendant qui gênaient le fonctionnement du dispositif de stabilisation.

8. Quelques remarques.

Dans ce qui précède nous avons essayé de donner quelques exemples de correspondance entre les phénomènes découverts en électronique et les phénomènes analogues en mécanique. La ligne directrice dans cette correspondance est, bien entendu, la forme de l'e.d. qui régit les phénomènes en question.

En dehors de cette correspondance entre les phénomènes de natures diverses, il arrive souvent que l'électronique, grâce à la variété de ses moyens, exerce son influence sur la formulation mathématique de problèmes. Déjà au commencement de ces études c'est l'électronique qui a donné la première impulsion, ce qui a permis d'établir le contact avec la théorie de Poincaré par l'intermédiaire de l'équation de van der Pol. Tant que les études restaient dans le cadre de cette théorie il n'y avait pas de difficulté et la plupart des phénomènes « presque linéaires » ont pu être expliqués systématiquement comme nous l'avons vu.

Pour les grandes valeurs du paramètre μ dans l'équation (1.1) la Théorie de Poincaré, basée essentiellement sur la convergence de séries ordonnées selon les puissances ascendantes du paramètre, cesse d'être applicable et, d'autre part, un grand nombre de ces phénomènes dits de « relaxation » n'ont pas pu être ramenés à l'équation de van der Pol. Dans cette impasse, l'électronique s'est avérée de nouveau un guide précieux en indiquant les équations différentielles mieux appropriées dans ce but, à savoir :

$$\dot{x} = \frac{P(x, y)}{R(x, y)} \; ; \; \dot{y} = \frac{Q(x, y)}{R(x, y)}$$

où P, Q et R sont des fonctions analytiques en général. Les points critiques x_0, y_0 pour lesquels $R(x_0, y_0) = 0$ joue un grand rôle dans cette théorie en définissant les points de discontinuité dans les solutions. Pratiquement tous les phénomènes de relaxation ont pu être rangés dans le cadre de ces équations mais il a fallu trouver le moyen de « prolonger » la solution au delà de ces points critiques pour lesquels les e.d. n'ont plus de sens. Dans ce but il a fallu faire intervenir une hypothèse physique concernant l'invariance de l'énergie « pendant » les discontinuités. Il reste encore beaucoup à faire pour compléter la théorie ainsi formée mais ici, de nouveau, grâce à l'électronique on a pu former une théorie plus *commode* (au sens de Poincaré) pour ce genre de phénomènes.

On peut penser que l'électronique elle même n'a pas encore épuisé ses moyens. La partie essentielle des circuits électroniques, la lampe à trois (ou plusieurs) électrodes a été « empruntée » pour ainsi dire aux autres applications, — radio-diffusion, télévision, etc. On n'a jamais essayé, pour l'instant du moins, de développer ces lampes en vue de leur application pour les études théoriques de ce genre et pourtant beaucoup de questions dans la théorie des oscillations pourraient être éclaircies davantage si l'on avait des moyens de réaliser grâce aux lampes ou autres moyens analogues les caractéristiques non linéaires prédéterminées ou bien faire varier ces caractéristiques en fonction de certains paramètres.

En paraphrasant la pensée de Léonard de Vinci que « la mécanique est le paradis pour un mathématicien » on peut, peut-être, appliquer cette phrase à l'électronique qui reste encore un moyen précieux pour inspirer ainsi que pour guider le travail ultérieur dans ce domaine.

BIBLIOGRAPHIE

[1] B. van der Pol, *Radio Review*, 1920.
[2] E. et H. Cartan, *Annales de P.T.T.*, 1925.
[3] A. Liénard, *Revue Gén. de l'Electricité*, 1928.
[4] A. Andronov, *C.R.*
[5] H. Poincaré, *Journal des Mathématiques*, 3e série, vol. 7, 1881, Vol. 8, 1882.
[6] Kaidanovsky et Chaikin, *Journal of Technical Physics*, URSS, 1933.
[7] Voir référence 5.
[8] A. Andronov et E. Chaikin, *Théorie des oscillations* (en russe), Moscou 1937 (traduction anglaise par S. Lefschetz, Princeton University Press, 1949).
[9] B. van der Pol, *Philosophical Magazine*, January 1927.
[10] I. Haag, *Mouvements vibratoires*, Presses Universitaires de France, 1952.
[11] Lord Rayleigh, *Phil. Mag.*, 5th series, April 1883.
[12] L. Maudelstam et N. Papalexi, *Jour. of Techn. Physics*, URSS, 1934.
[13] N. Minorsky, C.R. t. 231, 1950, *Journ. of Applied Physics*, Vol. 22, 1951.
[14] Kobsarev, *Journ. of Technical Physics*, U.R.S.S., 1933.
[15] N. Minorsky, C.R., t. 237, 1953.
[16] E. Schmidt, *Math. Annalen* 70, 1911 ; F. Hilb, ibidem 78, 1918 ; N. Minorsky C.R., t. 232, 1951 ; Rendiconti del Seminario di Milano, 1953.

On trouvera une bibliographie plus complète dans la référence 8 (édition Russe) et aussi dans le livre de N. Minorsky, Introduction to Non-linear Mechanics, Edwards Bros., Ann Arbor, U.S.A. 1947.

Une bibliographie plus récente à ce sujet (à partir de 1950) peut être trouvée dans les « Mathematical Reviews » (section : équations différentielles) ainsique dans le Bulletin Analytique du C.N.R.S. (section mécanique appliquée).

APPORTS DE L'ÉLECTRONIQUE A LA MÉTROLOGIE [1]

PAR

J. AVRIL

Ancien élève de l'Ecole Polytechnique

Dans cet exposé, nous ne distinguerons pas entre eux les procédés qui utilisent l'électronique pour effectuer des mesures en vue de régler la marche d'une machine et ceux qui donnent des renseignements sur les grandeurs caractéristiques du fonctionnement d'un mécanisme en vue de sa mise au point. Nous confondons ces deux techniques :

— d'abord parce qu'elles utilisent généralement des procédés identiques ;

— mais aussi parce que la mesure n'est pas une fin en soi, qu'elle sert à déterminer le choix d'une action, qu'il s'agisse de la stabilisation immédiate d'un mécanisme ou des opérations de mise au point d'un appareil. L'intervention humaine n'est qu'un élément particulier d'une boucle de servo-mécanisme.

***

L'électronique s'introduit naturellement en mécanique pour diverses raisons.

— Lorsqu'un phénomène trop rapide ne peut être suivi par un objet matériel. Par exemple, il est matériellement impossible de tracer avec un instrument « matériel » une courbe de quelques centimètres d'amplitude à une fréquence de plus de 10 000 cycles par seconde — quelle que soit la puissance mise en jeu, les accélérations subies provoquent des efforts supérieurs à la résistance de n'importe quel matériau connu à ce jour ;

— Lorsqu'il est nécessaire d'effectuer des opérations sur plusieurs variables pour une ou plusieurs actions. Par exemple, si nous avons à situer un dispositif suivant la loi :

$$x = A\,(p) + B\,(T) \quad (p \text{ pression, } T \text{ température})$$

des procédés mécaniques existent, très délicats et complexes, surtout pour transformer sans inertie, une température en action hydraulique.

Il s'agit dans ce cas de la régulation d'un turboréacteur, problème qu'il est possible de résoudre très simplement par des procédés électriques.

— Egalement, lorsqu'on veut éviter une réaction inverse du dispositif d'action, l'électronique offre des solutions élégantes de commandes irréversibles.

***

Nous citerons quelques exemples simples de transformation d'une grandeur physique quelconque en grandeur électrique. Le tableau ci-joint donne un aperçu de ces procédés, d'ailleurs beaucoup plus nombreux.

Nous noterons que si les procédés utilisés par l'électronique pour transformer et agir relèvent de techniques modernes, par contre les dispositifs détecteurs, qui sont les « organes des sens » des machines, sont tous très simples, et fonctionnent d'après des principes connus depuis fort longtemps.

Certaines expériences de physique anciennes n'ont connu d'applications pratiques que récemment, grâce aux possibilités nouvelles de l'électronique. Citons par exemple l'utilisation récente de débitmètres électromagnétiques (liquides circulant dans un champ magnétique). Le procédé avait été utilisé sauf erreur par Faraday, mais à cette époque, on ne savait pas très bien manipuler les millivolts. Nous ne saurions trop conseiller de relire les vieux bouquins de physique. On y découvre souvent de

(1) Résumé de la Conférence présentée à la journée du 5 Novembre 1955, consacrée à l'évolution du progrès mécanique sous l'influence conjuguée de la Mécanique et de l'Electronique.

TABLEAU

Quelques Exemples de Conversion de Grandeurs Physiques en Grandeurs Electriques

Grandeur physique	Méthode employée	Grandeur électrique obtenue
Déplacement	Potentiomètre	Résistance
	Cellule photo-électrique 1 (vide ou gaz)	Résistance
	2 (à couche)	Tension
	Cellule détectrice de rayonnement	Fréquence
	Capacité variable	Capacitance
	Inductance variable	Inductance
	Réluctance variable	Intensité
	Induction mutuelle	Intensité
	Diode déformable	Intensité
Allongements	Jauges de contraintes	Résistance
	+ voir aussi (force, déplacement).	
Epaisseur	Diélectriques (capacité variable)	Capacitance
	Cellule radio active	Fréquence
	Absorption rayons X + cellule	Résistance ou tension
Vitesse	Angulaire (dynamo, magnéto)	Tension
	Linéaire (variation de flux)	Tension
	Périodique — stroboscopie	Fréquence
Force	Piézo électricité	Charge
Poids	Jauges de contrainte	Résistance
Couple	Dynamomètre + potentiomètre	Résistance
Accélération	Méthodes dérivées de : déplacement	—
Bruit	Magnétostriction	
Température	Thermocouples	Tension
Valeur Calorifique	Résistances, thermistances	Résistance
	Rayonnement + Cellules	Résistance ou tension
p^H	Electrodes	Tension
Salinité	Résistance	Résistance
Humidité	Psychromètre (voir pression)	
	Résistances	Résistance
Radio activité	Compteur de Geiger	Fréquence
Rayonnement lumineux	Cellule	Résistance ou tension
	Thermo couple (voir température)	
Pression	Piezo électricité	Charge
	Jauges de contrainte (collées ou non collées)	Résistance
	Manomètre (U, bourdon, tore pendulaire) + potentiomètre	Résistance
	Photo élasticité + cellule	Résistance
	Membrane + fente variable + cellule	Résistance
	Membrane + capacité variable	Capacitance
Niveau	Flotteur + potentiomètre	Résistance
	Cellule photo électrique	Résistance ou tension
	Cellule radio-active	Fréquence
Débits : Gaz	Voir pression	— —
	Anémomètre à fil chaud	Résistance
Liquides	Hélice et détecteur de passage	Fréquence
	Electromagnétique (liquide circulant dans champ magnétique)	Tension
Analyse de gaz	Conductivité	Résistance
	Spectrographie optique + cellule	Résistance ou tension
	Spectrographie de masse	Intensité
	Indice de réfraction + cellule	Résistance ou tension
	Paramagnétisme + Conductivité	Résistance

vieilles expériences qui peuvent être reprises facilement aujourd'hui et connaître une vie nouvelle, fertile en applications pratiques.

***

Pour un but déterminé, on peut avoir à choisir entre différents procédés, mais généralement, ils conduisent tous à des équations analogues, et par conséquent aux mêmes résultats. En cas d'échec, il faut bien voir si les perturbations sont propres au procédé utilisé et si on ne les redécouvrira pas sous une autre forme, en utilisant une méthode différente.

***

Comment exploiter les résultats ? Plutôt que des règles nous donnerons des exemples.

— Il faut traduire les résultats obtenus en information utile. Par exemple, pour des vibrations, il est préférable d'obtenir directement une courbe fréquence-amplitude plutôt qu'un diagramme amplitude-temps. Autre exemple, pour des phénomènes aléatoires stationnaires (cycles de moteurs à combustion interne), plutôt qu'une courbe fine continue, fonction du temps, il vaut mieux représenter le phénomène par une courbe estompée, un nuage de probabilité de part et d'autre de la valeur moyenne.

— Il faut savoir se borner à des précisions raisonnables. Par exemple, une machine ayant été réalisée au 1/100 de mm, il n'est pas ridicule de tirer des enseignements de son mouvement à 1/2 mm près. Nous devons affecter toute pièce mécanique de deux tolérances : la tolérance statique (la plus précise), et la tolérance dynamique (beaucoup plus grossière). Par exemple, une hélice d'avion à l'arrêt est définie comme un corps géométrique précis au 1/10 de mm. En rotation, ce même corps doit être affecté d'une tolérance de positionnement de plusieurs mm par rapport à une rotation uniforme.

— Dans chaque transformation, on introduit une fonction de transfert supplémentaire. Il convient d'en vérifier les conséquences (négligeables ou non).

***

Comme enseignement pratique, nous conseillerons, en cas de division du travail entre un électronicien et un mécanicien, de confier à ce dernier le soin de réaliser les organes détecteurs qu'il doit pouvoir exécuter d'après quelques notions simples de physique, connues de tous, même non électriciens.

***

S'il est bon de savoir utiliser l'électronique, il est peut-être encore plus sage de savoir l'éviter lorsqu'elle n'est pas une simplification. Ainsi, pour introduire dans un ensemble la dérivée d'une température, on peut, suivant les cas,

— dériver électriquement la grandeur obtenue par mesure de la température ;

— comparer les indications de deux détecteurs, dont l'un est isolé thermiquement.

De même, on peut mesurer une dérivée de pression par un dispositif à fuite (principe connu du variomètre).

***

Conclusion : Avenir et obstacles à l'évolution de ces méthodes.

On objecte souvent contre les méthodes électriques qu'elles n'offrent pas autant de sécurité que d'autres procédés. En fait, tout dépend du soin apporté aux réalisations. On appellera bricolage un montage mécanique utilisant des fils de fer, mais on acceptera de réaliser des circuits électriques avec des isolants de fortune. Tout est une question de discipline personnelle.

A ce jour les réalisations électroniques sont surtout des ensembles complets. Il est souhaitable de voir les constructeurs s'intéresser à la réalisation d'éléments simples, réalisant des opérations élémentaires qui seraient pour ainsi dire les briques dont seront composées les grandes réalisations électromécaniques.

Devant cette évolution, nous devons souhaiter :

— que ces éléments soient normalisés,

— que les utilisateurs prennent l'habitude de s'en servir sans trop se préoccuper des détails de leur fonctionnement. Seuls comptent les impédances complexes et coefficients mutuels de l'entrée et de la sortie, ces mots étant pris dans leur sens le plus large, quelles que soient les grandeurs physiques qu'ils caractérisent.

COMMANDES ÉLECTRONIQUES ET SERVOMÉCANISMES (1)

PAR

R. LARGUIER

Ancien Élève de l'Ecole Polytechnique

Pour apprécier l'évolution industrielle d'un pays, on considère souvent l'accroissement de la puissance électrique mise à la disposition de chaque ouvrier. Mais il est un facteur tout aussi important, c'est le coefficient d'utilisation de cette puissance. Ce coefficient s'améliore actuellement aussi bien par les progrès de la mécanique que par ceux de l'électronique et par une meilleure association des possibilités de chacune.

Il y a 50 ans, dans chaque atelier, des arbres de transmission commandés directement par une machine à vapeur attaquaient les machines par l'intermédiaire d'une véritable forêt de courroies et de poulies.

Le moteur électrique a permis d'évoluer vers la commande individuelle des machines, puis vers la commande individuelle de chaque mouvement sur une même machine : l'énergie est ainsi transportée directement sous forme électrique jusqu'au point d'utilisation.

Nous croyons que peu de mécaniciens regrettent la mécanique grossière qui a été ainsi supprimée.

Il reste encore une étape à franchir, c'est de fournir directement au mécanicien le mouvement à la vitesse qu'il désire sans qu'il soit besoin de passer par un intermédiaire mécanique supplémentaire. Les commandes électroniques permettent d'atteindre ce résultat. En s'intégrant dans la réalisation d'une machine moderne, elles permettent donc d'en augmenter encore l'efficacité, en facilitant l'action sur les parties nobles de la machine par réduction de la complexité des parties annexes que sont en fait les transmissions de mouvement.

Nous pensons que les mécaniciens ne regretteront pas non plus cette nouvelle simplification de la chaîne cinématique.

Nous allons montrer les fruits de cette collaboration sur quelques exemples que nous n'hésiterons pas à analyser en détail, car c'est, en définitive, dans ces détails que les idées les plus générales prennent leurs racines les plus profondes.

(1) Conférence présentée à la Journée du 5 Novembre 1955 consacrée à l'évolution du progrès mécanique sous l'influence conjuguée de la Mécanique et de l'Electronique.

I. — Les commandes électroniques.

Il nous a souvent été demandé comment passe-t-on de l'électronique à la mécanique ? Comment arrive-t-on à réaliser là où on le désire la vitesse que l'on désire et quand on le désire ?

Pour répondre à ces questions, quelques minutes de technique électronique sont nécessaires.

Les commandes électroniques comprennent deux pièces maîtresses qui sont à la base de leur succès : un moteur à courant continu et des tubes électroniques à gaz.

a) *Le moteur à courant continu* se caractérise par une vitesse de rotation proportionnelle, en première approximation, à la tension continue appliquée sur son induit. Cette propriété très commode est le plus souvent difficile à utiliser car peu d'usines ont un réseau à courant continu, et ce réseau, quand il existe, fournit une tension fixe obligeant à réaliser une variation de vitesse par des rhéostats montés en série avec le moteur.

b) *Les tubes électroniques à gaz* dont l'un des plus connus est le thyratron permettent à partir d'un réseau alternatif de fournir une tension continue avec un rendement exceptionnellement élevé (pouvant atteindre 98 pour cent). Ce rendement est dû aux faibles pertes internes qui caractérisent ces tubes en raison de l'ionisation instantanée de l'atmosphère gazeuse qui facilite le passage du courant. Par action sur la grille de contrôle de ces tubes, cette tension redressée peut être réglée entre zéro et sa valeur maximum.

Ces tubes à gaz fournissent donc la solution presque idéale à l'alimentation du moteur à courant continu sous tension variable, donc à vitesse variable. Cette solution, c'est le variateur électronique de vitesse : c'est un ensemble fonctionnel correspondant à la définition donnée par M. Ponte. Cet ensemble a déjà, et aura encore davantage dans quelques années, un rôle très important à jouer. En effet, vous avez pu évaluer la diversité des ensembles de mesure nécessaires, diversité qui nuira

à leur fabrication en grande série, donc à leur diffusion. Par contre, le variateur électronique est peu influencé par le type de problème. Une fois définies sa puissance et sa précision, il est entièrement défini. Il peut donc être construit en grandes séries.

Fig. 1. — Variateur électronique de 1 ch, capot enlevé.

Le gros tube central est le thyratron de puissance alimentant l'induit sous tension variable. A gauche, la valve alimentant l'excitation sous tension fixe. A droite, une stabilisatrice de tension au néon. Derrière le thyratron, le sous-ensemble monté sur culot comprenant tous les circuits de contrôle du thyratron de puissance.

Il est né de l'association entre l'électronicien et l'électrotechnicien. Tous deux viennent offrir leur concours au mécanicien pour la réalisation de multiples solutions nouvelles. Il lui suffit d'avoir saisi comment la transformation de vitesse est réalisée sous forme électrique au lieu de la forme mécanique habituelle pour être capable d'utiliser ces variateurs électroniques comme il convient.

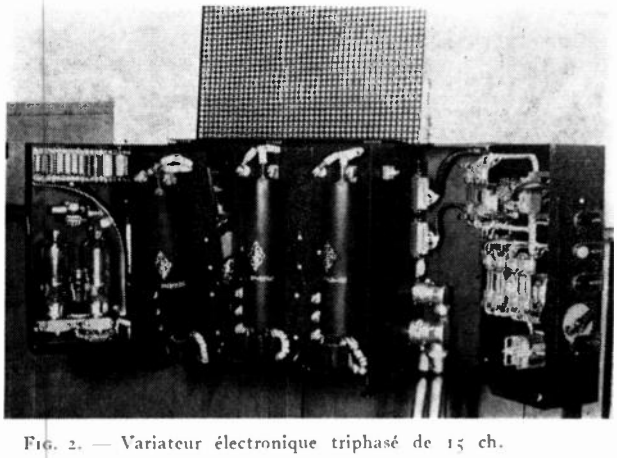


Fig. 2. — Variateur électronique triphasé de 15 ch.

Chaque thyratron de puissance et les éléments fournissant son alimentation et son contrôle sont montés sur une plaque instantanément interchangeable.

Les figures 1 et 2 représentent respectivement un variateur électronique de 1 ch et de 15 ch, équipés de tubes à gaz du type thyratron.

Les thyratrons ne permettent pas de dépasser quelques dizaines de chevaux et, pour aller au-delà, il est nécessaire de les remplacer par d'autres tubes à gaz, soit des ignitrons (à circulation d'eau), soit des ampoules à cathode liquide (ventilation par air). Les principes de fonctionnement restent identiques.

La figure 3 montre un équipement de 100 ch.

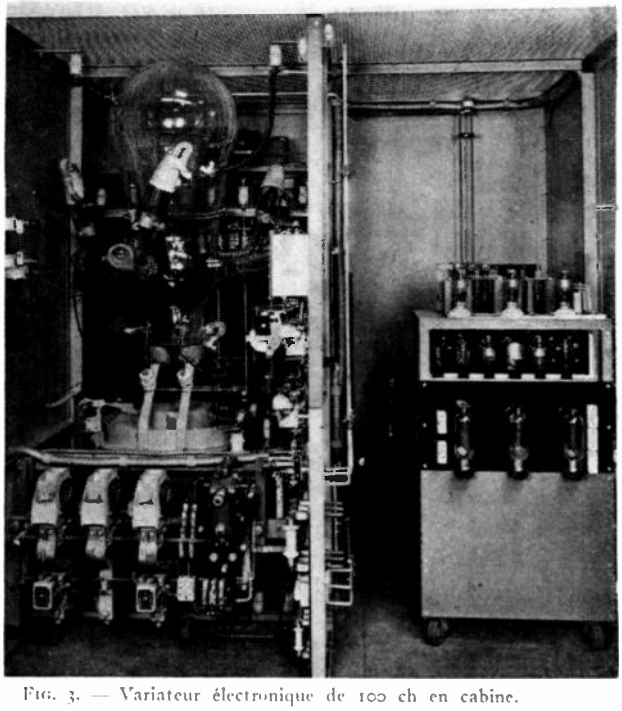


Fig. 3. — Variateur électronique de 100 ch en cabine.

L'ampoule redresseuse et les contacteurs se trouvent à gauche, les circuits de contrôle à droite.

Tous ces variateurs électroniques se caractérisent par les propriétés suivantes :

— Une gamme de vitesse très étendue, par exemple 100 à 3 000 t/mn à couple constant, avec possibilité de réglage continu même pendant la marche.

— La possibilité d'une gamme de vitesse complémentaire à puissance constante par action sur l'excitation du moteur.

— La régulation de vitesse avec des précisions atteignant le pour cent et même le pour mille.

— La limitation d'intensité permettant des démarrages à couple pré-réglé.

— Le freinage et renversement rapides.

— Le rendement excellent dû à l'utilisation des tubes à gaz, et au fait que l'équipement est entièrement statique.

Lorsqu'il est nécessaire de commander une position au lieu d'une vitesse, il faut des variateurs doubles du type « bivoque », capables de fournir de l'énergie dans un sens ou dans l'autre : à l'accélération comme au freinage, dans un sens de rotation ou dans l'autre.

Ces dispositifs ne sont pas les seuls moyens de réaliser un mouvement réglable, beaucoup d'autres (moteurs à collecteurs, groupes Ward-Léonard, amplidynes, amplificateurs magnétiques, systèmes hydrauliques, etc...) sont même plus familiers au mécanicien parce que plus anciens. Mais, si l'on veut obtenir de ces dispositifs des performances comparables à celles de l'électronique, il est le plus souvent nécessaire de les piloter par une cellule électronique de faible puissance.

Ce que nous dirons par la suite sera entièrement valable pour un dispositif électronique et pourra être valable dans certains cas pour les systèmes mixtes utilisant l'électronique et une autre technique.

II. — Asservissements et servomécanismes.

La conférence de M. Avril a mis en relief la diversité et la précision des multiples systèmes de mesure dont la sortie est un signal électrique.

Les variateurs électroniques pouvant être commandés par des puissances minimes (très inférieures au watt), il est donc aisé d'associer une mesure et une commande *réalisant ainsi un asservissement.*

Dans toutes les branches de l'industrie, les asservissements ont permis d'atteindre des résultats nouveaux et sont bien connus. Nous nous contenterons d'illustrer par des exemples deux types d'applications dont chacun mériterait une conférence entière pour être analysé : les régulateurs et les commandes sectionnelles. Nous ne parlerons pas des asservissements à programme et à mémoire malgré leur importance car M. Raymond doit en parler dans un moment.

1° Tout *régulateur* est le cas particulier de l'asservissement d'une grandeur à une valeur pré-réglée.

— Un *variateur électronique* en même temps qu'un régulateur de vitesse est par lui-même un régulateur de tension continue. Il devient facilement un régulateur de toute autre grandeur électrique : courant, puissance ou fréquence.

La figure 1 représente un alternateur de bord pour avions et son régulateur de tension électronique. On appréciera le chemin parcouru en se souvenant qu'on a encore utilisé après la guerre des groupes générateurs utilisant un moteur à explosion auxiliaire.

— *Les régulateurs de température*, basés sur des thermocouples, des pyromètres optiques ou des mesures spéciales donnent lieu à des applications innombrables.

La figure 5 représente une cabine électronique de 500 kW qui, associée à deux autres cabines similaires, assure l'alimentation électrique d'un

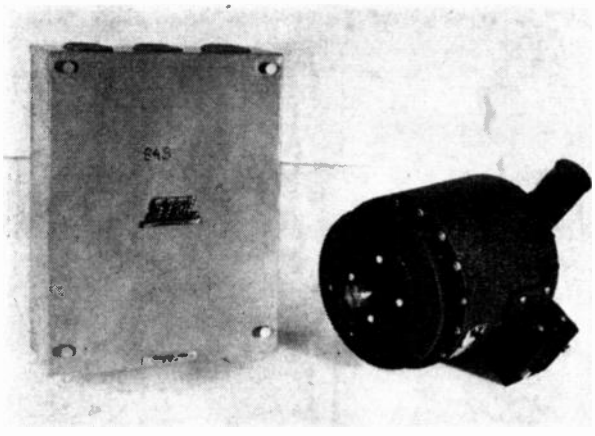


Fig. 4. — Alternateur de bord 15 kVA (destiné à être monté directement en bout d'arbre d'un turboréacteur tournant entre 3 800 et 10 000 t mn) et son régulateur électronique assurant une précision de 2 % sur la tension malgré les variations de vitesse et de charge.

four de verrerie et permet de maintenir la température constante à 1 degré près, la température étant définie par une mesure de résistance.

— Parmi les *régulateurs de pression d'humidité, de pH, de viscosité, de densité, d'épaisseur*, nous ne citerons qu'un exemple tout à fait spécial : la commande de chaudière à charbon.

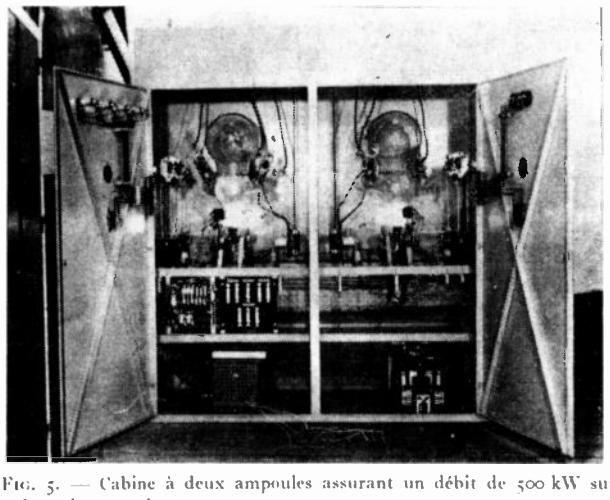


Fig. 5. — Cabine à deux ampoules assurant un débit de 500 kW sur four de verrerie.

La partie lumineuse dans le bas de chaque ampoule est l'arc d'entretien qui assure une ionisation permanente dans le corps de l'ampoule.

Elle comprend un ensemble classique d'asservissement de la vitesse de la grille mécanique à la pression de la vapeur de la chaudière. Mais elle comprend aussi un asservissement plus original (fig. 6-7-8-9) : 6 lecteurs optiques examinent la surface de la grille mécanique vers la fin de la zone de combustion et lorsqu'ils détectent des imbrûlés, ils déclenchent, par action sur la vitesse d'une soufflerie et la position de 6 clapets, l'injection localisée de la quantité d'air juste nécessaire à leur combustion.

Un tel équipement peut améliorer le rendement d'une chaudière de plusieurs unités pour cent.

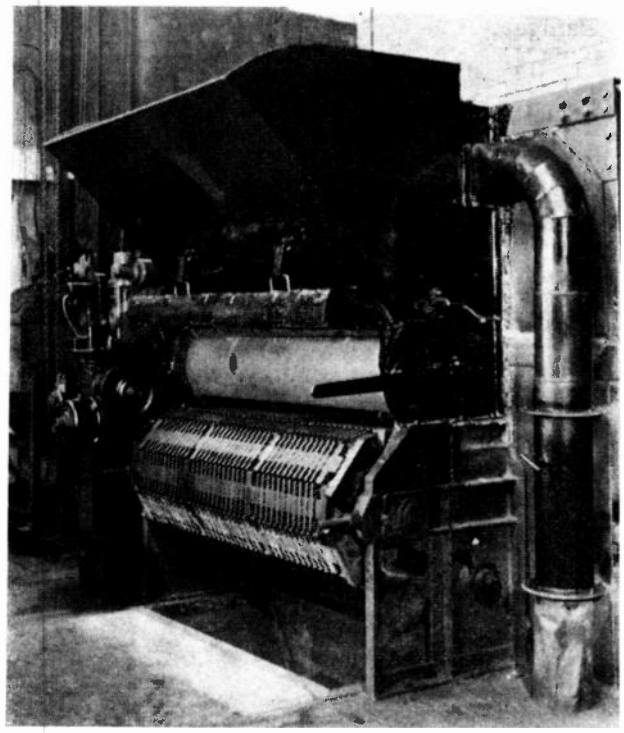


FIG. 6. — Avant de la chaudière : on voit la grille mécanique et la trémie.

Sur la gauche, le bloc moteur, variateur mécanique, servomoteur et dynamo tachymétrique permettant d'asservir la vitesse de la grille mécanique à une mesure de la pression vapeur.

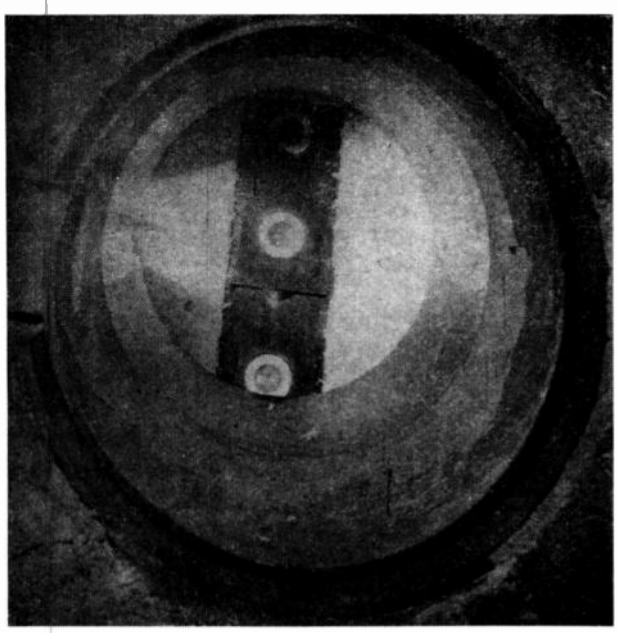


FIG. 7. — A l'intérieur de la chaudière deux cylindres abritent chacun trois lecteurs optiques capables de détecter la quantité d'imbrûlés dans chacune des 6 zones délimitées sur la grille mécanique et de modifier également la vitesse de la grille mécanique.

L'amélioration de rendement est associée à une commande de la machine plus simple et plus sûre où rien n'est laissé à une estimation subjective, grâce aux multiples contrôles qui ont pu être incorporés.

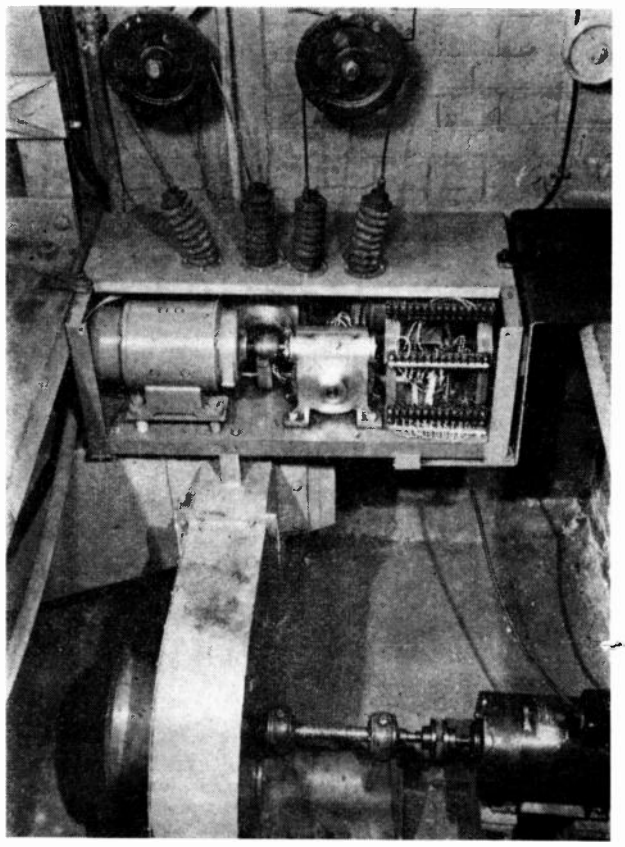


FIG. 8. — Une partie de l'ensemble de commande.

On voit la soufflerie auxiliaire et son moteur (1er plan) et 2 servomoteurs de positionnement des clapets par l'intermédiaire de biellettes d'accouplement. Cet ensemble permet de régler l'admission localisée d'air selon les ordres donnés par les lecteurs optiques.

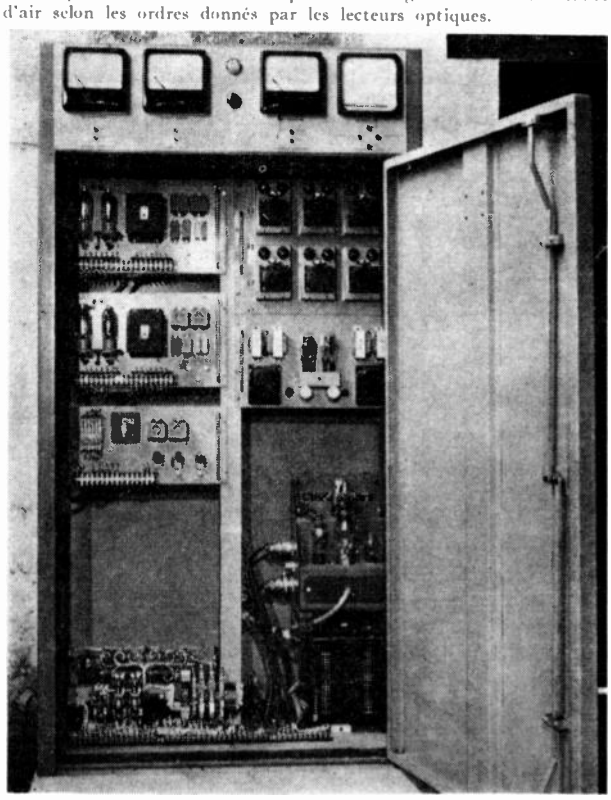


FIG. 9. — L'armoire de commande et de contrôle de la chaudière.

Les appareils de mesure permettent de lire en permanence le débit de la soufflerie auxiliaire, la position des clapets, la vitesse de la grille et l'humidité du charbon mesurée par un palpeur spécial.

2° Le deuxième domaine d'applications des asservissements que nous citerons est celui des : *commandes sectionnelles.*

Son importance tient au fait que toutes les branches de l'industrie évoluent vers le traitement continu où le matériau traité passe successivement dans plusieurs sections de traitement.

De plus en plus, ces sections sont entraînées par des moteurs individuels qui sont asservis à maintenir entre les sections :

— soit une tension constante,

— soit une boucle de longueur constante,

— soit un rapport de vitesse rigoureusement constant.

Tous ces problèmes sont facilement résolus soit par des tensiomètres, soit par des lecteurs optiques, soit par des mesures électriques sur chaque moteur.

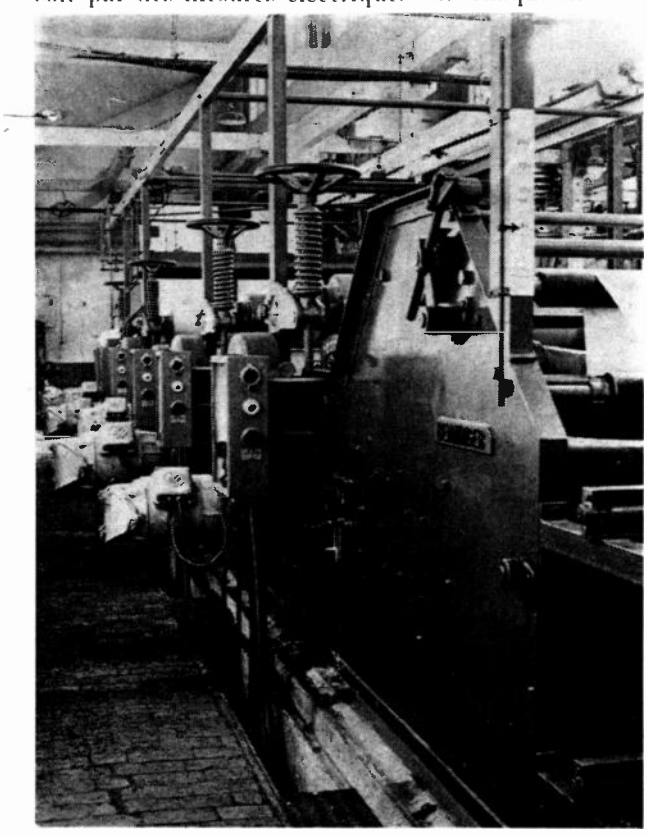


FIG. 10. — Merceriseuse rapide à commande sectionnelle :
On aperçoit sur la gauche les 6 moteurs de commande et les boîtes permettant l'arrêt d'un moteur, sa marche arrière et le réglage de tension. Le réglage de tension est également possible à partir d'un pupitre général de commande.

La figure 10 montre une commande à 6 sections servant au mercerisage des tissus de coton (puissance 30 ch). L'originalité de cette commande est la suppression des tensiomètres : le maintien des tensions est assuré par le réglage des puissances fournies par chaque moteur : il n'y a donc pas de pièces mobiles autre que le moteur.

Sur de nombreuses machines, une des sections est du type enrouleur ou dérouleur et la synchronisation doit être maintenue malgré des variations de diamètre d'enroulement.

La figure 11 montre un ourdissoir où des rouleaux égalisent la tension de 600 fils nylon avant l'enroulement sur l'ensouple, ce qui permet d'améliorer les conditions de tissage. La vitesse atteint 400 m/mn.

Malgré des démarrages rapides et des arrêts en 2 m environ, la tension doit rester constante. L'annulation de la tension est en particulier absolument

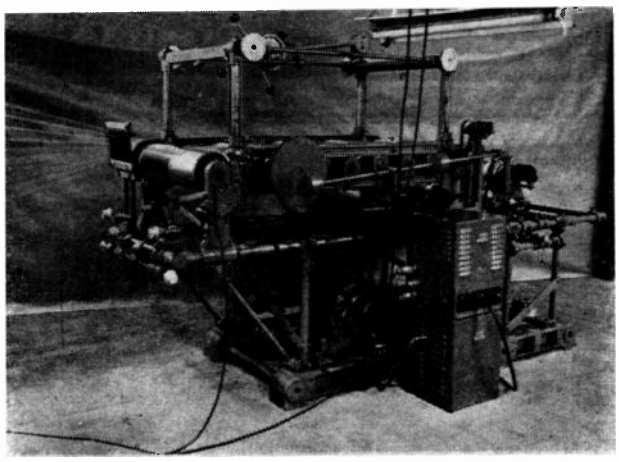


FIG. 11. — Ourdissoir avec rouleaux égalisateurs de tension.

prohibée car les 600 fils se mélangeraient et se casseraient. L'électronique a pu fournir une solution très simple et très industrielle.

III. — Mécanique et électronique.

Nous avons fait jusqu'à présent un tour d'horizon des possibilités de l'électronique et de ses applications les plus diverses. Nous nous sommes adressés à l'Ingénieur en général, qu'il soit spécialisé, à partir de ses connaissances de base de mécanique, en tréfilerie ou en textile ou en toute autre technique.

Pour mieux mettre en relief le thème de cette journée : l'aide réciproque entre mécanique et électronique, nous allons nous adresser plus particulièrement maintenant aux ingénieurs qui sont restés le plus mécaniciens : ceux de la construction mécanique et de la machine-outil.

Nous allons essayer, toujours en utilisant des exemples concrets, de brosser un tableau de l'aide que nous pouvons leur apporter, de l'aide que nous attendons, et surtout des résultats que nous pourrions atteindre, si au lieu de superposer les techniques, nous réussissons à faire un vrai travail d'équipe en mettant tous nos moyens en commun.

1° L'Électronique peut apporter à la Mécanique automatique et précision.

Sur une table de semi-pointage à commande électronique (fig. 12), les outils sont positionnés en plusieurs points successifs avec des précisions de l'ordre de quelques microns et bien entendu des temps de déplacement très réduits par rapport à toute commande manuelle.

Mais les exemples les plus marquants sont fournis par l'ensemble des *reproducteurs pour machines-outils*. Ce sujet étant très vaste, une conférence complète lui sera consacrée lors d'une prochaine journée de « Mécanique et Electronique ».

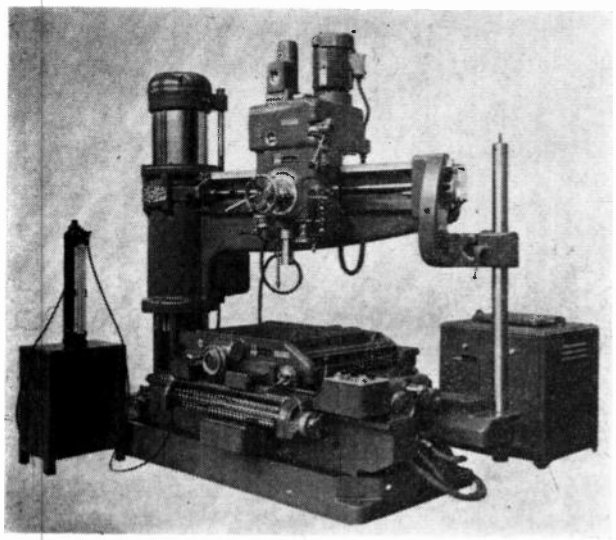


Fig. 12. — Table de semi-pointage associée à une radiale.

Au premier plan de la table, on voit les cylindres d'« affichage » des cotes de perçage.

Derrière la table et à droite se trouve le meuble qui comprend les commandes électroniques des deux moteurs d'avance.

Nous ne pouvons néanmoins le passer sous silence.

Il existe des reproducteurs dans lesquels une vitesse d'avance est constante et l'autre est asservie. Il en est d'autres servant au « contouring », dans lesquels les deux avances sont asservies en maintenant la vitesse tangentielle constante. En coordonnées cartésiennes $V_x^2 + V_y^2 = V_t^2 = \text{Constante}$.

Des précisions de l'ordre du 1/100 de mm sont tenues, même sur les machines-outils de très grande dimension qui constituent de ce fait un domaine privilégié des reproducteurs électroniques. La possibilité de l'électronique de faire des changements d'échelle est également très appréciée sur grandes machines.

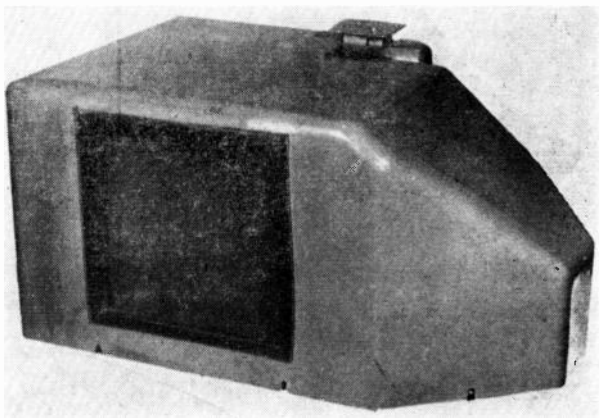


Fig. 13. — Tête lectrice d'un photo-reproducteur.

Sur la partie arrière se trouvent les objectifs de lecture. La tête comprend toute la partie optique, la cellule lectrice et un préamplificateur.

De plus, une projection agrandie du travail en cours est réalisée en permanence sur le verre dépoli avant. Malgré l'automaticité, l'ouvrier suit le travail et peut s'assurer que l'erreur reste inférieure à la tolérance.

Dans certains cas, pour la fabrication de cames par exemple, le classique palpeur électromagnétique peut être remplacé par un lecteur optique qui « lit » un dessin ou une photographie (réduction d'un dessin fait à grande échelle pour améliorer la précision du trait) (fig. 13). Ainsi, la machine obéit directement aux ordres du bureau de dessin sans que l'ouvrier intervienne. Elle fait en une heure une came,

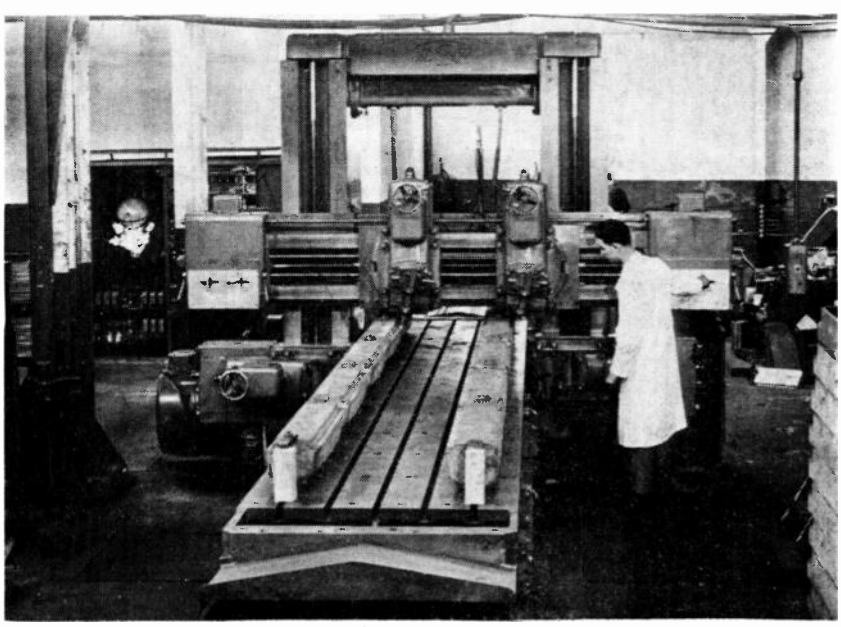


Fig. 14. — Raboteuse rapide et sa commande électronique.

On voit dans la cabine électronique l'ampoule en période de conduction fournissant 150 A, 500 V. Le moteur de table est visible sur la gauche de la raboteuse derrière un porte-outil horizontal.

par exemple : came de machine automatique, came mère pour ailettes de turbo-réacteur, etc...) qu'un ouvrier faisait avec une précision moindre en une semaine.

Grâce à ces photo-reproducteurs, la fabrication des prototypes, des modèles, des petites séries, peuvent se faire de manière automatique aussi bien que les séries plus importantes.

2° L'Électronique peut apporter a la Mécanique un accroissement du rendement et de la qualité.

Sur les tours à surfacer, les temps d'usinage ont pu être pratiquement divisés par deux en réalisant une loi de vitesse de rotation inverse au diamètre, de manière à travailler à « poids de copeaux constant ».

La planéité de la surface usinée s'en est trouvée améliorée, l'outil travaillant toujours dans les mêmes conditions de déformation.

— De même, sur les raboteuses de grande taille, les méthodes modernes de commande des moteurs ont permis d'atteindre des vitesses et des cadences d'usinage très sensiblement accrues.

La figure 14 représente une raboteuse ayant une table de 7 t et une vitesse de 100 m/mn et sa commande électronique. La progressivité de renversements de sens de marche permet de brider les pièces moins fortement et donc de diminuer leurs déformations.

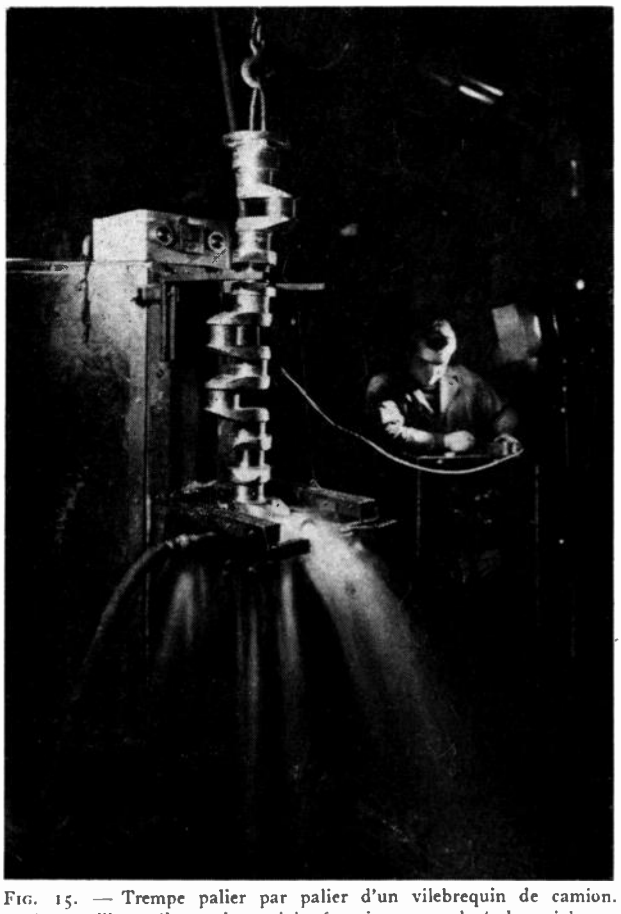


Fig. 15. — Trempe palier par palier d'un vilebrequin de camion. L'appareillage électronique doit fonctionner malgré les violentes projections d'eau dues à la « douche ».

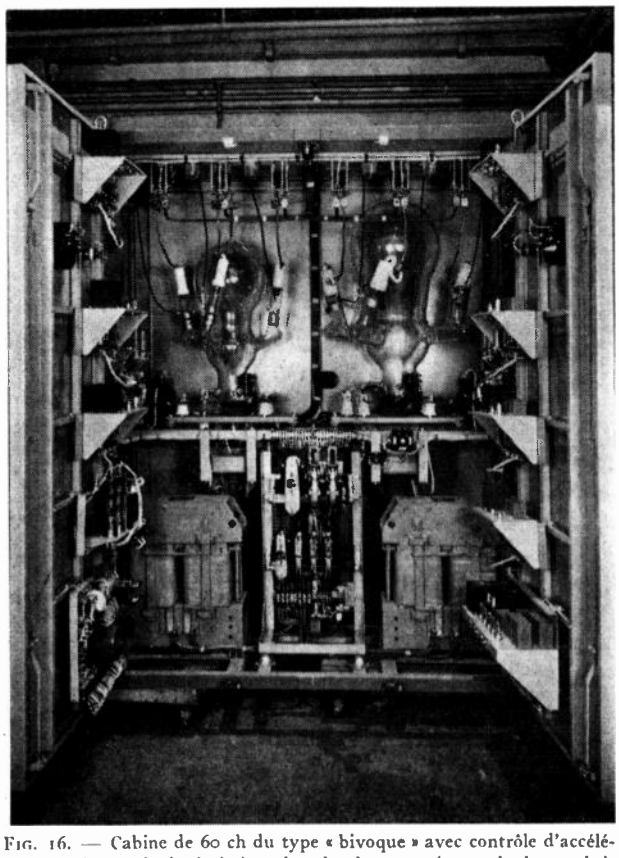


Fig. 16. — Cabine de 60 ch du type « bivoque » avec contrôle d'accélération (ampoule de droite) et de ralentissement (ampoule de gauche). Sur les portes, on voit les sous-ensembles de contrôle. Sept plaques sont identiques : six servent au contrôle des six grilles. La dernière est en rechange.

— On peut réaliser le *contrôle en cours de travail* avec asservissement au paramètre mesuré : par exemple régulation de la température de trempe au cours de la trempe à la continue (lames de scie). Un variateur électronique assure le défilé devant le poste de chauffe haute fréquence.

Nous signalons en passant cette autre aide de l'électronique à la mécanique : le chauffage par induction à haute fréquence permettant des traitements de pignons, arbres, vilebrequins avec le minimum de déformation (fig. 15).

— Pour les *bancs d'essais* les variateurs électroniques, par la précision de leurs réglages de vitesse et d'accélération, sont un outil de choix.

La figure 16 montre une cabine double de 60 ch permettant des essais de boîtes de vitesse avec réglage précis du couple pendant les démarrages et pendant les ralentissements, de manière à copier exactement la courbe théorique des moteurs à explosion. La facilité d'obtenir des points fixes à n'importe quel régime où des vibrations se font entendre, permet une auscultation extrêmement sûre des boîtes de vitesse.

La figure 17 représente un Vibrotor O. N. E. R. A. à commande électronique destiné à rechercher les conditions de ruptures d'ailettes de turbo-réacteurs dont la courbe de résonance est très aiguë, ce qui nécessite des précisions de vitesse de l'ordre du

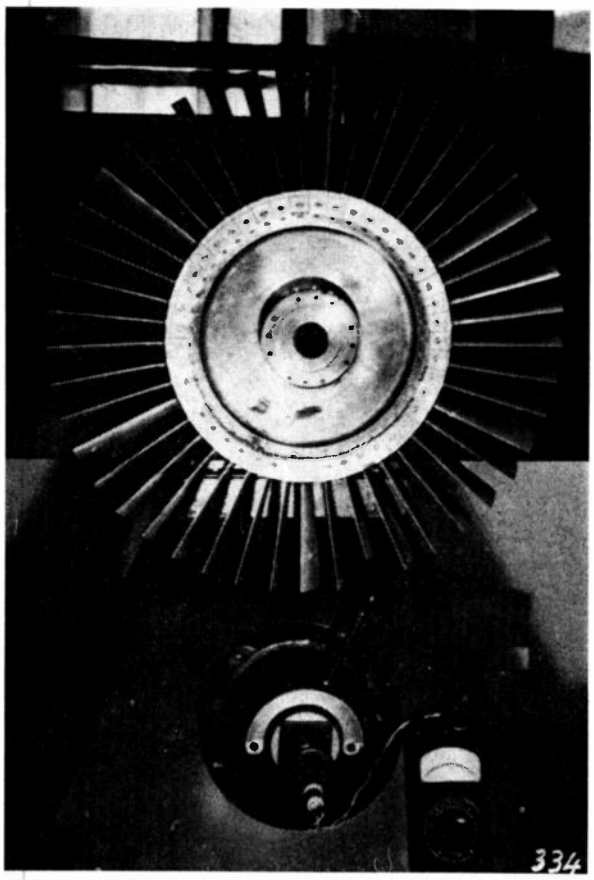


FIG. 17. — Vibrotor O. N. E. R. A.

Des vibrations sont appliquées sur l'arbre par une méthode électromagnétique : l'arbre est lié au stator d'une machine spéciale dont le rotor tourne à une vitesse réglable mais rigoureusement fixe pendant les essais au voisinage du point de résonance des ailettes.

pour mille. De tels essais destructifs se généralisent dans le domaine de l'automobile et de l'aviation pour diminuer les poids des pièces en conservant leur robustesse, et ils font très souvent appel à la collaboration de l'électronique.

3º LA MÉCANIQUE PEUT APPORTER A L'ELECTRONIQUE DES MOYENS D'EXÉCUTION AMÉLIORÉS.

Dans la technique des servomécanismes, aussi bien que dans le mot lui-même, la Mécanique est la partie la plus importante. C'est à elle que revient le rôle d'exécutant final — un peu le rôle du fantassin.

Les tubes électroniques peuvent répondre avec des constantes de temps extrêmement réduites — ils n'ont pas d'inertie — et peuvent supporter des surcharges très importantes. Ces qualités sont contradictoires pour les pièces mécaniques et celles-ci (y compris le moteur) introduisent des inerties, des jeux, des frottements et une certaine fragilité. Ce sont donc elles qui limitent en définitive les performances de l'ensemble.

L'électronicien s'adapte à ces conditions et s'efforce de protéger la mécanique (par des limiteurs de couple par exemple) mais oriente le mécanicien vers les améliorations qui lui sont le plus utiles :

— Transmissions à bon rendement et faibles jeux (par exemple : systèmes à circulation de billes) ;

— Systèmes de rattrapage de jeux ajoutant le minimum de pertes par frottement ;

— Alliages spéciaux et traitements thermiques pour les arbres et pignons ;

— Etude des profils et nervuration des pièces pour diminuer leurs déformations (socles de machines-outils, etc...).

Dans le même esprit, l'électrotechnicien met au point des moteurs de servomécanismes à hautes performances. L'électronique n'est ni la seule instigatrice, ni la seule utilisatrice des progrès réalisés dans ces différentes voies, mais son existence n'est certainement pas étrangère à la cadence rapide de progrès de cet ordre que nous avons actuellement le plaisir de constater, et qui montrent que la mécanique est loin d'avoir atteint la limite de ses ressources.

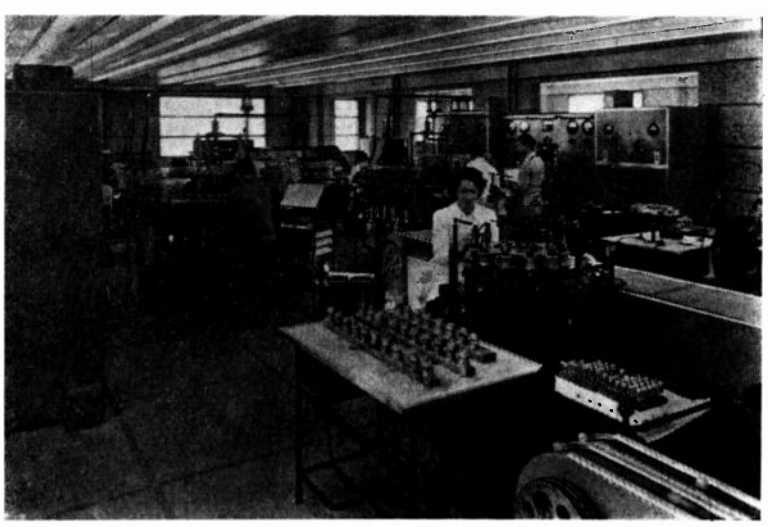


FIG. 18. — Atelier de pompage de lampes miniatures et diverses machines automatiques.

4° La Mécanique peut apporter a l'Electronique des moyens de fabrication.

Nous citerons quelques exemples relatifs surtout aux pièces détachées.

La figure 18 représente un atelier de pompage de lampes miniatures et l'on voit la complexité des machines automatiques qui ont été nécessaires.

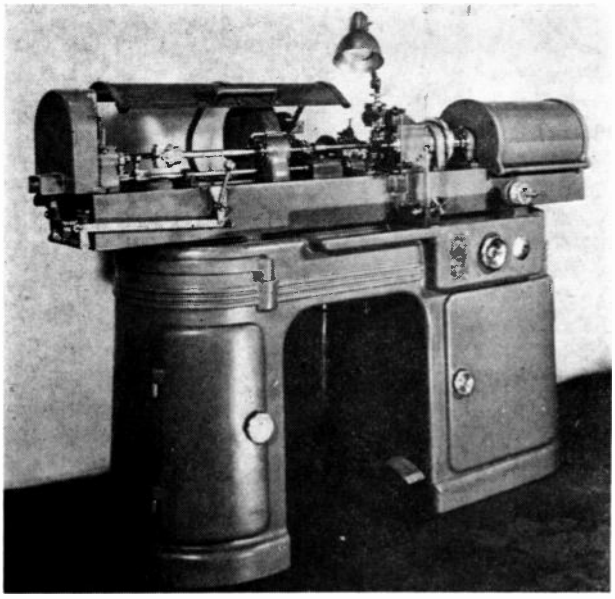


Fig. 19. — Machine à bobiner les grilles de lampes miniatures.

La figure 19 représente une machine spéciale capable de bobiner automatiquement des grilles de lampes miniatures.

C'est une machine-outil entièrement spéciale, créée pour l'électronicien.

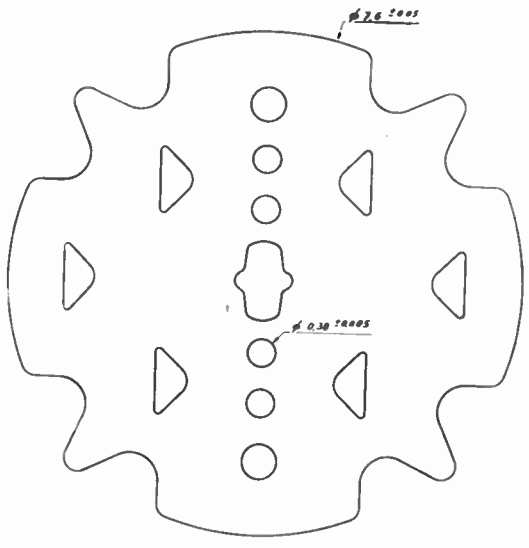


Fig. 20. — Dessin simplifié d'un mica servant à la fixation des électrodes dans les lampes subminiatures.

La figure 20 montre un croquis de mica de lampes subminiatures dont le diamètre réel est de 7 mm environ, et où il a fallu percer des trous de 3 à 4/10 de mm avec des précisions atteignant 5 microns, malgré la fragilité bien connue du mica.

Dans le domaine des radars, on peut citer l'usinage des magnétrons dont les formes compliquées doivent être réalisées avec des précisions de quelques microns et un état de surface presque parfait, où les joints tournants pour antennes devant assurer une complète étanchéité ainsi qu'une parfaite liaison électrique aussi bien sur la paroi externe qu'interne. C'est d'ailleurs un problème de joints tournants qui a retardé la sortie des premiers radars américains de D. C. A. qui sont arrivés à Anzio juste à temps pour sauver la situation.

Sans les ressources si diverses de la mécanique, l'électronique ne pourrait exister.

Si le hasard avait fait découvrir les possibilités de l'électronique avant que la mécanique ait atteint sa maturité actuelle, le développement de l'électronique n'aurait pas eu de commune mesure avec ce qu'il est de nos jours. Elle serait vraisemblablement restée dans le domaine des curiosités. Il est donc juste de mettre en relief l'importance du rôle de la mécanique dans l'évolution de l'électronique.

5° La collaboration entre Mécanique et Electronique peut apporter simplification et économie.

C'est en s'orientant vers les domaines les moins spectaculaires où l'électronique n'a apporté aucune nouveauté de base que l'on trouve les exemples de collaboration intime avec la mécanique qui sont, à notre avis, les plus prometteurs pour l'avenir.

Sur une fraiseuse de précision de grande dimension (table de 1 m de long) la chaîne cinématique était initialement ainsi conçue :

— Le mouvement d'avance de la table était commandé par un moteur alternatif de 3 ch attaquant l'entrée d'une boîte à vitesses, située à l'arrière de la machine. L'arbre de sortie de la boîte par deux renvois avec réductions transmettait le mouvement sous la table et deux autres renvois faisaient tourner un vernier sur la face *avant* de la machine pour les lectures de déplacement. Deux autres renvois avec multiplication assuraient l'entraînement de la vis mère entraînant elle-même la table par un écrou.

— Les mouvements « monte » et « baisse » de la traverse et d'avance de la poupée étaient réalisés par un seul moteur avec un embrayage sur l'un ou l'autre mouvement et une chaîne cinématique de complexité presque équivalente à la précédente.

L'électronique permet d'utiliser pour la commande de table un moteur à courant continu attaquant la vis mère après une simple réduction, une liaison auxiliaire sans puissance assurant l'entraînement du vernier. L'assemblage vis mère — écrou a été particulièrement soigné. Le rendement est tellement amélioré qu'un moteur de 1/2 ch suffirait et que le moteur adopté de 1 ch est très large.

Un moteur individuel est monté sur chacun des autres mouvements. Un seul variateur électronique est prévu. Un commutateur remplaçant l'embrayage permet d'aiguiller la commande vers le moteur choisi.

Cette simplicité est accompagnée d'autres avantages pour l'utilisateur :

— La souplesse : la vitesse peut être modifiée en cours de marche, afin d'adapter au mieux les conditions de travail de la fraise ;

— La précision de vitesse ;

— La précision d'arrêt et le positionnement en utilisant une came de ralentissement et une came d'arrêt précis ;

— La réalisation de cycles automatiques avec plusieurs vitesses pré-réglées pour usinages de série.

La fraiseuse peut être transformée en fraiseuse à copier à partir du modèle ou du dessin, par simple adjonction du palpeur ou d'un lecteur et d'un coffret d'asservissement (fig. 21).

FIG. 21. — Fraiseuse de grande taille (moteur de fraise de 40 ch) usinant deux rails de chemin de fer selon le profil modèle. (1er plan à droite).

L'erreur est de 1 100e avec une avance de 100 mm mn et de 3/100 à 400 mm/mn.

Finalement, l'ensemble de la mécanique améliorée et de l'électronique avec tous ses avantages a été trouvé beaucoup plus *économique* que la solution mécanique habituelle. Il est donc d'une rentabilité immédiate ; pour arriver à ce résultat, il a fallu revoir toute une partie de la mécanique acceptable pour les commandes normales, mais indigne de la commande électronique. C'est ce travail d'équipe qui a abouti à une machine grandement améliorée, entièrement homogène.

Cet exemple souligne que la création d'une machine moderne n'est pas la juxtaposition de techniques existantes et de techniques nouvelles.

Il faut en faire la synthèse. Pour cela, il faudrait des ingénieurs connaissant aussi bien les détails des techniques mécaniques qu'électroniques. Il faut espérer que l'évolution de l'enseignement, si chère à beaucoup d'entre nous, permettra dans l'avenir de former des ingénieurs ayant ces connaissances. Mais, pour l'instant, il existe fort peu de tels ingénieurs, en particulier pas assez pour résoudre le grand nombre de problèmes posés, et leur formation a été le concours de circonstances exceptionnelles.

Le secret de la réussite est alors uniquement dans un travail d'équipe très poussé où chacun apporte tous les éléments de la technique qui lui est propre pour arriver à la synthèse définitive.

6º LA COLLABORATION ENTRE MÉCANIQUE ET ÉLECTRONIQUE PEUT APPORTER UNE GRANDE ÉCONOMIE DE TEMPS A LA CONCEPTION D'UNE MACHINE NOUVELLE.

L'exemple qui précède suffirait à mettre en relief cette économie de temps.

Nous allons cependant choisir un autre exemple qui sort des sentiers battus et montre que tous les domaines industriels peuvent profiter de ces avantages.

Un bureau d'études a été chargé d'étudier une machine automatique à ébarber le bord des assiettes. Une telle machine permettra à un seul ouvrier d'ébarber et d'arrondir les bords d'une quantité d'assiettes réclamant auparavant le travail de 10 ouvriers.

Les mouvements à réaliser sont les suivants :

Rotation à vitesse lente 0,2 à 10 t/mn d'un plateau sur lequel sont disposées trois piles d'assiettes tournant sur elles-mêmes ;

Entraînement de trois meules agissant sur chacune des trois piles d'assiettes et ayant une vitesse tangentielle de 10 à 60 m/mn ;

Entraînement d'un moteur central de brosses pouvant tourner de 750 à 7 500 t/mn ;

Commande d'un moteur d'oscillation de brosses faisant déplacer verticalement le moteur et les brosses précités.

Ces larges gammes de vitesses permettent d'utiliser la machine, après simple réglage, pour tous les types d'assiettes qui peuvent se présenter.

Pour réaliser ces divers mouvements variables, les solutions mécaniques étaient d'une complexité prohibitive. Il était pratiquement impossible de faire tenir sous le plateau tournant tous les éléments d'entraînement.

L'étude de la machine se présentait comme extrêmement chère et aurait bien pu ne pas aboutir étant donné que les séries à prévoir sont faibles, quelques dizaines de machines suffisant à équiper les usines spécialisées.

Lorsque les ingénieurs, après des semaines d'études, pensèrent à faire appel à l'électronique, ils ont découvert qu'il leur suffisait de loger les six moteurs de commande, toutes les difficultés du problème étant reportées dans une armoire électronique qui ne comprend en fait que des éléments standard.

Les dessins de la machine ont ainsi pu être grandement accélérés.

La collaboration de l'électronique et de la mécanique a ainsi non seulement facilité, dans une proportion considérable, le travail de l'ingénieur, mais lui a peut-être même évité un échec. De toute façon, elle a contribué puissamment, comme dans beaucoup d'autres cas, à créer de nouveaux moyens pour éviter à l'homme des tâches fastidieuses où son rendement est faible.

Conclusion.

Nous nous sommes efforcés de ne citer dans ce qui précède que des exemples ayant reçu la sanction de l'utilisation industrielle.

Plutôt que de citer des applications alléchantes, mais pas encore au point, nous avons souvent cité des applications moins frappantes mais qui ont déjà réalisé plusieurs de milliers d'heures de fonctionnement.

Nous nous sommes donc volontairement limités aux applications d'hier et d'aujourd'hui car elles représentent déjà un domaine extrêmementvaste.

Nous pouvons en tirer deux enseignements.

L'un a déjà eu les honneurs de la grande presse.

On peut affirmer que l'évolution conjuguée de l'électronique et de la mécanique vers l'automatisme, vers la précision, vers le rendement, vers la simplification aboutit à l'amélioration du rendement de l'ouvrier et de ses conditions de travail : il n'est plus l'esclave des impératifs de la production en série.

L'autre enseignement est moins connu, mais néanmoins important : cette évolution améliore également l'efficacité du Bureau d'Etudes. Disposant d'ensembles fonctionnels à grande performance, il arrivera beaucoup plus vite à créer des machines nouvelles et son rythme de travail s'accélérant, il sera capable d'étudier de nouvelles machines qui n'ont pu voir le jour jusqu'à présent car les séries à envisager étaient insuffisantes. Les bienfaits des techniques nouvelles dépasseront le domaine de la très grande production pour atteindre celui des séries plus faibles.

Ainsi l'Automatisme pourra profiter à tous les domaines de l'industrie, nous dirons même jusqu'au domaine artisanal.

RELATIONS ENTRE L'AUTOMATIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE

PAR

François-Henri RAYMOND (1)

Chef de Travaux
au Conservatoire National des Arts et Métiers
Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure
de l'Armement

Préambule.

La présente publication reproduit quelques parties de la conférence donnée à la Salle CHALEIL le 5 novembre 1955 dans le cadre des Journées organisées par la Société Française des Mécaniciens, la Société des Radioélectriciens, et l'Association des Ingénieurs Electroniciens (2).

I. — L'automatique.

Le petit pas qui conduit de l'adjectif au substantif rajeunit singulièrement le mot « automatique », le fait d'actualité correspond à ce fait intellectuel.

En disant que l'automatique est la science des automatismes, le parallèle avec mécanique et mécanismes définit clairement, mais sans aucune précision, ce qu'est l'automatique. L'automatique s'associe plus spécialement à la notion de *machine automatique* et par voie d'extension à celle de *processus automatique*. L'exécution d'un geste mécanisé par un dispositif mécanique réalise une opération automatique contenant l'idée de *répétition*, l'avancement d'un fonctionnaire est automatique moyennant le respect d'un certain nombre de conditions. Ce dernier aspect est celui qui caractérise, d'une manière très vague, les calculatrices automatiques numériques actuelles, dont le fonctionnement « pas à pas » est *conditionnel*.

L'automatique a pour objet l'exécution par un ensemble de mécanismes (au sens général du mot) d'opérations, ou de familles ou classes d'opérations, que l'homme pourrait accomplir, s'il avait (3) :

— des muscles puissants et infatigables ;

— un cerveau rapide et doué d'une mémoire infaillible.

L'adoption du mot *opération* évoque le sens le plus général de ce mot ; l'opération automatisée est tout autant une transformation cinématique, une transformation d'énergie, qu'une transformation d'information telle que le virement d'un compte à un autre dans une opération comptable, ou une opération mathématique.

L'automatique ne vise pas à résoudre des problèmes qui lui sont propres, elle est au service des activités humaines, de telle sorte que l'analyse des opérations humaines est, pour elle, un guide, mais, et nous voulons y insister, c'est seulement un guide. Qu'il suffise de rappeler le rôle fondamental que joue la vision dans tous les travaux accomplis par les humains et les difficultés considérables que contient l'éventuelle simulation de ce sens merveilleux, pour reconnaître que l'automatique ne peut trouver ses solutions dans une Cybernétique du travail humain avec toutes les conséquences que cela comporte.

L'application de l'automatique s'effectuant par le truchement de machines, la morphologie de celles-ci présente donc des caractères qui ne sont pas du tout ceux de la machine humaine. Néanmoins, l'analyse des opérations humaines en relation avec l'objet d'une certaine activité devra par suite être considérée comme un énoncé provisoire d'un problème d'Automatique Appliquée.

L'automatique ne remplace donc pas l'homme, elle travaille autrement, on commet une erreur grave en oubliant ce fait élémentaire.

Jusqu'à ces dernières années, la machine était transformatrice de mouvement, d'énergie ou de matière. Sans remonter aux classifications des mécaniciens, on pourrait reconnaître combien le concept de machine a évolué depuis vingt ans. On peut observer qu'une machine transformatrice d'énergie ou de mouvement n'opère pas exactement comme l'homme, ou l'animal, qu'elle remplace. Par exemple, une automobile ne prend pas appui sur la route de

(1) Directeur de la Société d'Electronique et d'Automatisme, Président de l'A. I. E. et de la 8e Section des Radioélectriciens.

(2) Evolution des progrès mécaniques sous l'influence conjuguée de la Mécanique et de l'Electronique.

(3) Ceci ne veut pas dire que toutes les activités humaines puissent être automatisées bien au contraire, une faible partie et celles justement qui réclament les qualités essentielles mentionnées sont automatisables à condition qu'elles mettent en œuvre une faible quantité d'information et un langage synthétique du type mathématique. Nous étendre sur cette remarque nous entraînerait hors des limites de cet exposé.

la même manière que l'homme (ou le cheval) qui traîne un fardeau ; de même une machine à coudre ne fait pas les mêmes points que la couturière. Si la machine réalise des opérations qui ressemblent à celles que l'homme auraient accomplies pour réaliser une certaine mission, fabriquer un certain objet, elle procède d'une manière différente et cette différence a ses origines dans les lois physiques qui gouvernent le fonctionnement d'une machine différentes de celles qui gouvernent l'homme.

La grande nouveauté, du moins dans le domaine pratique et industriel, est la notion de machine opérant sur de l'*information* sans intervention humaine. Déjà Torres y Quevedo dans son « Essai sur l'Automatique » de 1915 avait montré comment de l'information pouvait être déduite d'une ou plusieurs informations initiales communiquées à un ensemble de relais établissant des connexions et transformations logiques de l'information (1).

Une première conséquence de l'automatique est donc d'obliger à reconsidérer l'étude morphologique des machines à la fois sous l'influence des diverses formes d'énergie industriellement utilisées et sous l'influence de la théorie de l'information. Hormis celles qui n'accomplissent que des transformations d'énergie pour lesquelles la mesure d'une énergie représente la valeur utilitaire, toutes les machines mettent en œuvre, implicitement ou explicitement, une information si l'on convient de faire rentrer dans ce cadre général la notion de mesure d'un paramètre physique lié à un processus, paramètre physique en relation d'ailleurs avec une notion d'énergie. Tous les domaines de la physique se présentent sous le même aspect : chaque paramètre est associé à un paramètre « dual » de manière que le produit des deux soit homogène à un débit d'énergie ou contienne l'idée d'une puissance. Une forme utile de l'Automatique est justement l'examen du contenu informationnel de grandeurs mesurables dans le domaine des dispositifs automatiques où l'aspect énergétique est secondaire mais sous-jacent à la manipulation et à la transformation de l'information.

Ainsi, l'*automatique* prendra-t-elle place dans nos activités sous la forme d'une science autonome empruntant aux autres sciences et techniques, mais réalisant une synthèse en vue d'associer la notion d'information à la notion d'énergie en relation avec des processus d'*exécution programmés* destinés à l'accomplissement de tâches déterminées.

Nous venons d'introduire la notion de programme. On pourrait craindre qu'elle restreigne la généralité de l'automatique, en fait le dispositif automatique le plus évolué n'est pas celui qui obéit aveuglément à une loi fixée, mais celui qui est capable de se fixer lui-même sa loi d'évolution à partir de consignes ou données initiales —. C'est le cas des machines à calculer du type universel capables de faire choix de la manière d'accomplir leur travail, mais en définitive en se référant à un programme plus large présentant une succession d'éventualités.

On atteint un degré de généralité plus vaste par l'introduction de notions statistiques telles que le « chemin » parcouru par la machine ne puisse être déterminé, a priori ; la machine se gouverne véritablement elle-même.

Après cybernétique, *Automation* s'est introduit dans le vocabulaire français, surtout par la Grande Presse. L'attention a été ainsi attirée sur l'importance de cette « seconde révolution industrielle » puisque ainsi automation s'associe à cette idée dans l'esprit de beaucoup de personnes. Une des formes de l'automation — disons de l'automatique appliquée — associe la notion de processus ou de machines automatiques, telle que nous avons essayé d'en définir l'esprit plus haut, à la notion de *mécanisation*, notion déjà ancienne qui prend sa forme la plus spectaculaire dans la « machine transfert » type « Renault » ou analogues telles celles utilisées outre Atlantique pour la fabrication automatique de circuits radioélectriques (on devrait dire dans ce cas, la préparation et le montage et non la fabrication).

Pareillement, l'atelier mécanographique constitue une *mécanisation* du traitement de l'information et non un automatisme, mécanisation qui opère sur les supports des informations : documents imprimés ou perforés, et qui, accessoirement, si le processus auquel est soumis l'information le nécessite, s'accompagne de dispositifs de calcul lesquels travailleront toujours sur programme, conditionnels ou inconditionnels. Pour D. S. Harder, l'Automation contient surtout l'idée de mécanisation, et pour Diebold, elle contient l'idée de machine ou d'ensemble de machines capables de s'adapter. On pourrait parler dans ce cas avec Georges Boulanger de « machines adaptatives » aux conditions phénoménologiques présentes dans le processus de fabrication. Harder et Diebold ont en vue dans cette automatique appliquée la *fabrication industrielle*.

On peut oublier la machine et considérer l'acte automatique qu'elle accomplit (ou les actes automatiques simultanés ou successifs) ce qui permet une abstraction destinée à fournir l'énoncé d'un problème d'automatique.

A l'acte automatique s'associent des notions générales.

La *notion de valeur* ; pour l'Ingénieur c'est une notion de mesure, et cette notion devra prendre place dans le cadre de l'Automatique dans l'information et non dans l'énergie.

Le *motif de l'acte* peut s'exprimer par exemple comme suit : réaliser telle pièce ou telle opération sur telle pièce, réaliser tel calcul ; il est donc associé à une *notion de programme*.

L'*action de l'acte* ; par exemple une réaction chimique, un enlèvement de copeau, est donc défini par le motif en relation avec le domaine d'application.

L'*agent de l'action* est l'outil, l'*objet de l'action* est telle pièce en fabrication mécanique ; l'objet de l'action peut être un employé et l'agent de l'action,

(1) Un examen plus attentif montrerait — voir L. Brillouin — que la machine ne *fabrique* pas d'information, mais qu'elle réalise une transformation d'informations de natures et de supports différents entrant dans le cadre général d'une « traduction ».

la paye par exemple ; à ces deux notions s'associent la notion de tolérance ou celle de précision, assez claires dans les fabrications mécaniques ; la précision doit être infinie dans le cas de la paye. Ainsi donc un acte automatique est en relation avec la physico-technique ou en relation avec l'homme lui-même, et dans ce cas par l'intermédiaire de données informationnelles ou de mesures. On doit noter, d'ailleurs, que lorsqu'il s'agit de la paye la notion de mesure se relie à un domaine essentiellement artificiel créé par l'homme et qui n'a aucun contact avec la physique, il comporte donc un jeu de conventions explicites sans lesquelles l'objet et l'agent de l'action n'auraient aucune valeur.

Ces quelques remarques laissent entendre que l'automatique prend un aspect abstrait et c'est un des traits caractéristiques de son développement actuel grâce auquel les disciplines mathématiques peuvent contribuer à son application pratique, très vite l'intuition et le bon sens étant insuffisants, mais toujours nécessaire.

II. — Caractères d'un système automatique.

L'une des tendances de l'automatique moderne est la séparation des deux fonctions fondamentales, celle de *préparation* et celle d'*exécution* de l'acte automatique. Ainsi, l'ensemble matériel assurant l'exécution n'est-il pas immobilisé pendant la préparation et l'on améliore ou même on permet la rentabilité des investissements correspondant à la mise en place d'un système automatique. La préparation est en relation avec la notion de programme qui traduit dans un symbolisme évolué ou évident le motif de l'acte, sa méthode et son origine.

Le caractère idéal d'un système automatique complexe est donc la séparation de la préparation et de l'exécution, qui sont les deux pôles de toute action. L'exemple d'une machine-outil à commande numérique illustre bien cet aboutissement. La machine-outil à commande numérique prend place dans le cadre des machines-outils dites à « commandes programmes » dont l'origine doit être recherchée dans le tour automatique (au sens conventionnel du mot) dont les mouvements, portant de l'information, sont réalisés par des cames et mécanismes empruntés à la cinématique. Mais on note une différence considérable entre les deux puisque dans ce dernier les réglages nécessaires pour exécuter une pièce immobilisent le tour alors qu'au contraire, dans la machine-outil à commande numérique, *toute* la préparation (donc tous les réglages) est faite hors de la machine et transmise à celle-ci sous la forme d'*informations binaires* (perforées sur une bande télétype ou magnétisation « tout ou rien » d'un ruban magnétique selon les cas).

Dans le cas du tour automatique conventionnel, le programme étant défini par les propriétés géométriques de chaînes cinématiques, l'information qu'elles contiennent est communiquée à la machine avec l'énergie nécessaire pour l'animer. Pour cette raison, le tour automatique représente une solution idéalement simple, et ceci est souvent le cas en cinématique lorsque l'on transfère l'énergie et l'information simultanément ; c'est aussi pour cette raison que cette solution manque de souplesse et que son emploi n'est pas rentable, sauf pour les fabrications de série, voire de grandes séries. Mêmes remarques pour la « machine-transfert » accomplissant des actes élémentaires dont le caractère est spécialisé et ne met en œuvre aucune information communiquée à la machine en dehors de celle qui est contenue dans son dessin et ses réglages. Par contre, avec la commande numérique, les fonctions information et énergie sont totalement séparées, on a la souplesse souhaitée mais il faut la payer de complications nécessitées par l'introduction d'un système d'asservissement, ou de systèmes de commande, réglant les échanges d'énergie entre une source extérieure (le réseau électrique) à la source d'information et la machine, afin de communiquer à celle-ci les mouvements *contrôlés* par l'information.

III. — Caractères statistiques d'un système automatique.

L'aspect statistique des problèmes d'Automatique est fondamental et c'est sans doute son oubli qui explique les « défauts d'adaptation » économiques et techniques déjà rencontrés.

Les caractères statistiques d'un système automatique sont en relation avec l'*objet de l'action* et l'*agent de l'acte* automatique, ils sont aussi en relation avec ses motifs et sa valeur. Ils s'associent dans la réalisation d'un dispositif automatique à un concept général, celui de *filtre* en relation avec les tolérances fixées.

Exemple : celui d'une machine-outil travaillant par enlèvement de métal. La notion de filtrage s'associe aux variations de cotes pouvant résulter des variations des efforts de coupe dans un système du type « ouvert » ; par exemple dans une machine à tailler les engrenages, c'est un filtre mécanique qui réalise la minimisation de ces effets parasites, filtre mécanique qui est constitué par une inertie, celle de la pièce à usine et du système mécanique qui l'entraîne et une élasticité, celle due aux efforts de tension qu'implique la transmission d'un certain couple moteur à la pièce ; l'ensemble des deux doit conduire à des fréquences propres aussi élevées que possible, réalisant, ainsi, la fonction de *filtrage fréquenciel*.

Un premier caractère statistique est lié à la non spécialisation de la machine vis-à-vis des pièces à usiner, dans ce cas l'introduction des asservissements permet l'adaptation de la commande à l'ordre pourvu que celui-ci entre dans la famille de ceux que la machine est capable d'exécuter. La définition précise de cette famille n'est possible qu'en termes statistiques.

Dès que le choix de la pièce à usiner est fait il y a déterminisme rigoureux, par conséquent le filtrage qu'implique l'idée d'asservissement n'est plus, à ce niveau, nécessaire. Il subsiste donc dans la mesure où on aura reconnu qu'il est utile de séparer le transfert d'une information du transfert d'énergie de telle sorte que les deux possèdent des cheminements différents dans la machine. Alors les perturbations, à caractères aléatoires combinés à des lois

déterministes, qui sont le lot des transferts et des transformations d'énergie doivent être filtrées par les asservissements, telle est la fonction informationnelle secondaire, mais très importante, des servomécanismes.

Nous reviendrons sur ces questions plus loin.

Nous avons insisté sur la notion d'information : examinons plus attentivement comme elle s'introduit.

IV. — Représentations numériques.

L'introduction de l'information dans l'automatique, et spécialement dans les domaines qui intéressent les mécaniciens se fait par *la notion* de nombres. Dès lors les processus automatiques se traduisent *en programmes* de calcul et plus généralement en opérations mathématiques. On peut ainsi utiliser un langage synthétique extraordinairement puissant dont l'existence permet l'énoncé des problèmes sous des formes permettant une efficace collaboration de spécialistes de formations différentes (1).

V. — Sens de l'évolution technique de l'automatique.

Afin d'être économiquement applicable, l'automatique doit présenter des caractères universels et une très grande sécurité d'emploi. Ces deux objectifs peuvent être atteints et seront atteints par le développement industriel des éléments nécessaires à l'automatique appliquée, c'est-à-dire par la réalisation industrielle des technologies fonctionnelles d'une part et par l'introduction d'une formation nouvelle des Ingénieurs, cadres et « ouvriers ». Nous n'utiliserons plus ce mot qui n'a plus alors sa signification habituelle, désuète. La diversité des problèmes industriels que devra résoudre l'Automatique est telle qu'il y a du « pain sur la planche » pour plusieurs générations. L'activité humaine doit donc tendre — pour le domaine industriel — à fabriquer, par morceaux, des machines qui, elles, fabriqueront des produits.

L'évolution technique de l'automatique doit donc atteindre rapidement un niveau tel qu'elle soit apte à résoudre chaque problème particulier par l'adaptation de moyens techniques éprouvés, capables de s'associer. On voit naître l'idée du « maitre d'œuvre » et de ses corps de métiers.

Une certaine normalisation progressive sera donc nécessaire. La mécanique n'aurait pu devenir ce qu'elle est sans la normalisation, il en sera de même de l'automatique quel qu'en soit le prix et les efforts à y consacrer car les problèmes sont à la fois plus complexes et plus variés qu'en mécanique.

L'automatisation pose d'abord un problème d'étude.

Cela paraît évident, mais encore faut-il le dire clairement car ce problème d'étude est avant tout un problème d'organisation et un problème d'investigation scientifique. C'est un problème d'organisation ; on peut dire qu'en posant un problème d'automatisation, la solution de ce problème d'organisation conduit à des bénéfices immédiatement exploitables sans aller nécessairement jusqu'à l'étape finale pour laquelle on entreprend l'étude. Ainsi aux termes d'une étude d'organisation, peut-on mettre en évidence des critères qui justifient d'une manière précise s'il y a lieu ou non de franchir le pas en passant à l'automatisation.

Il est certain que la manière d'entreprendre l'étude de l'organisation dépend des éléments nouveaux dont on dispose, puisqu'aussi bien les procédés actuels de l'organisation, examinés du point de vue fonctionnel, consistent à traiter les hommes qui participent à une production comme des éléments de machine en acceptant de considérer comme une machine, dans son ensemble, l'usine réalisant une fabrication déterminée.

L'étude à laquelle nous faisons allusion concerne donc l'examen des modifications de structure du processus de fabrication, si c'est un processus de fabrication, ou de structure de l'organisation administration ou financière d'une affaire s'il s'agit de l'automatisation du travail de bureau. Cette remarque conduit donc à reconnaître la nécessité d'enseigner aux Ingénieurs des notions précises sur l'organisation du travail avec des points de vue nouveaux puisque l'objet de l'organisation du travail ne concerne pas une meilleure utilisation de l'homme, mais une meilleure utilisation de mécanismes de machines, d'éléments de l'électronique.

L'étude des problèmes d'automatisation est une étude de cas.

L'analyse de chaque cas, si elle bénéficie de l'expérience, doit être faite au travers de règles, de théorèmes, énoncés d'une manière claire, démontrés et vérifiés expérimentalement, puisqu'aussi bien les théories physiques n'ont de valeur que si elles coïncident avec les faits expérimentaux et l'on peut bien penser qu'il en soit de même des théorèmes de l'organisation scientifique appliquée aux problèmes de l'automatisation.

L'un des caractères de l'automatique, afin que l'analyse de chaque cas prenne place dans un cadre convenable, est de nécessiter pour cela une abstraction. Cette abstraction est celle que l'on fait lorsque l'on traduit des mesures physiques en nombres et déjà les Ingénieurs sont habitués à ce concept élémentaire. Les Ingénieurs des Télécommunications sont habitués à en faire un usage plus large, puisqu'ils ont reconnu la nécessité de créer, pour leurs domaines, la théorie de l'information.

(1) Cette conférence fut inspirée à partir d'ici de l'article « Les analyseurs différentiels électroniques » en cours d'impression dans l'*Onde Electrique* dont certains aspects touchant le calcul arithmétique ont été développés dans une conférence donnée à Toulouse le 3 mai dernier.

L'automatisation du travail de bureau présente de nombreuses analogies avec le domaine des télécommunications. En effet, la matière première dans le travail de bureau est l'information et l'organisation, dans ce cas, a pour objet d'examiner les processus de transfert et de stockage des informations et la manière dont d'autres informations doivent être élaborées automatiquement à partir de celles qui peuvent être considérées comme des informations d'entrée dans le système automatique. On reconnaîtra d'ailleurs, dans ce cas, que nous n'avons pas affaire véritablement à des problèmes d'automatique au sens large du mot, mais à des problèmes de mécanisation. Sauf, toutefois, si les dispositifs qui élaborent, qui traitent les informations, sont conduits à prendre eux-mêmes des décisions, et l'on sait que cela est possible, grâce en particulier aux conceptions actuelles des calculateurs numériques du type universel en particulier.

Très schématiquement, donc, le cadre général dans lequel doivent être étudiés les cas particuliers est caractérisé par des concepts généraux s'appuyant surdes notions de mesure, des notions d'information, et par voie de conséquence on observe donc la nécessité d'introduire dans l'enseignement destiné à former des Ingénieurs ou des spécialistes de l'automatique des cours abstraits ou du moins théoriques sur la théorie de la mesure et de l'information en relation avec des problèmes concrets de la physique, de la chimie et du travail de bureau. Faut-il que les conceptions générales fassent l'objet d'enseignements qui les considèrent toutes ensemble, faut-il envisager des spécialisations ? Il nous semble inutile, pour l'instant, de disserter sur cet aspect.

Rendus à ce point de notre exposé, nous pourrions laisser croire que les spécialistes de l'automatique, dont le rôle paraît bien fondamental, ne seraient pas spécialisés. C'est évidemment ce manque de spécialisations apparent qui peut donner à la résolution des problèmes d'automatisation qui sont par leur objet si divers, le degré de généralisation voulue et faire que chacun des cas puisse bénéficier de l'expérience d'autres, éventuellement d'autres puisés dans des domaines d'applications très différents. En bref, une solide formation générale permet de transvaser d'un cas dans un autre, d'une manière convenable, l'expérience déjà acquise.

Il y a évidemment des limites à un tel programme, ce sont les connaissances dont nous pouvons disposer pour traiter d'une manière complète les cas d'automatisation, connaissances nécessaires pour traduire justement en données numériques les données physiques de chaque problème.

A cet égard, le travail de bureau apparaît clairement comme étant particulièrement favorisé puisque toutes les données du problème sont connues, toutes les opérations à exécuter sont parfaitement définies et identifiables, de telle sorte que l'on peut penser que traduites sous la forme abstraite que les Ingénieurs des Télécommunications ont l'habitude de traiter, les données d'un problème puissent se traduire en un énoncé auquel il est possible de trouver au moins une solution (on peut penser qu'en général il n'y ait jamais une solution unique et qu'en définitive le choix de l'une d'entre elles soit à faire dans chaque cas particulier en relation avec les outils ou les machines que l'on désirera mettre en œuvre, ce choix devant être fait en relation avec des considérations économiques ou avec des considérations locales).

Par contre, dans tous les processus de fabrication nos connaissances sont très imprécises. Reconnaître, donc, la nécessité rigoureuse de mettre un problème d'automatisation sous une forme mathématique, c'est reconnaître la nécessité d'une connaissance précise de tous les phénomènes physiques qui sont mis en œuvre dans le processus de fabrication à automatiser et c'est ainsi définir le cadre dans lequel doit être placé l'enseignement de l'automatique à nos futurs Ingénieurs, leur apprendre à donner un poids à nos connaissances utilisables dans le domaine de l'automatisation et reconnaître nos lacunes considérables qui devront être comblées par les voies sur lesquelles l'enseignement devra donner quelques lumières en se gardant bien de donner des leçons trop dogmatiques.

Puisqu'il faut automatiser, la connaissance imprécise ou incomplète doit donc être corrigée en faisant appel à d'autres notions touchant aux calculs statistiques.

On en verrait immédiatement l'importance en observant, et c'est une image, que lorsqu'il s'agit de répéter d'une manière permanente un geste ou une opération bien définie dans un milieu, et dans des conditions rigoureusement invariables dans le temps et dans l'espace qu'il n'y a pratiquement pas de problème d'automatisation ni de problèmes d'automatique pour prendre un terme général, mais qu'il peut y avoir des problèmes de mécanisation au sens de la mécanique et de la cinématique.

Dans un grand nombre de cas, les connaissances intuitives du personnel expérimenté doivent être remplacées par une analyse précise et c'est bien là que se présentent les plus graves difficultés d'application de l'automatisation ; l'automatisation doit remplacer l'*expérience* d'un personnel habitué à l'évolution du produit, habitué aux caractéristiques non clairement exprimées des machines qu'il utilise qui prennent pour lui une certaine individualité. Tout cela doit se traduire pour permettre une automatisation, en données numériques. En bref, si l'expérience du personnel est fondamentale, dès que ses muscles ne sont pas ses seuls moyens d'action, dans toute fabrication, expérience d'années, expérience d'échecs nombreux, lorsqu'on fera de l'automatisation, cette expérience doit être remplacée par une connaissance précise des éléments du processus.

Pour terminer disons que l'avènement de l'automatique est conditionnée par la fabrication d'éléments « fonctionnels », et technologiques nouveaux.

LES NÉCESSITÉS ÉCONOMIQUES DE L'« AUTOMATION »

PAR

le Docteur D. P. CAMPBELL

Professeur au Massachusetts Institute of Technology

La population du monde augmente constamment ; la demande de biens de consommation, à tous les stades de la vie, s'accroît également. Mais la seconde croît plus vite que la première, car le niveau de vie auquel chacun de nous aspire est de plus en plus élevé.

Ce que l'on demande à notre système de production, c'est de livrer toujours plus de produits de qualité sans cesse améliorée. Le rôle des services devient de plus en plus important, qu'il s'agisse de distribution, de vente, de paiements par mensualités, d'assurances, d'opérations bancaires ou postales et de voyages d'affaires ou d'agrément.

L'excès de la demande sur les disponibilités en main-d'œuvre conduit naturellement à utiliser de plus en plus les systèmes de commande automatiques dans les usines et les bureaux qu'on construit actuellement. Le technicien dispose actuellement de régulateurs automatiques, de servo-mécanismes, de calculateurs et de toutes sortes de dispositifs nouveaux, télévision, enregistreur à ruban, mémoires magnétiques, transistors, etc... qui incitent notre imagination à se donner libre cours. D'aucuns pensent que l'automation intégrale du monde industriel est proche. Ils pensent que c'est une bonne chose et ils escomptent des miracles. D'autres s'inquiètent du préjudice que les machines automatiques pourraient causer aux travailleurs.

Dans la demi-heure qui vient, je vous donnerai quelques définitions, puis j'étudierai les besoins de notre industrie et de notre commerce en matière de commandes automatiques et je passerai en revue quelques-uns des types d'opérations qui peuvent être mécanisés. J'indiquerai quelles peuvent être, à mon avis, les conséquences économiques et sociales de cette automation.

Voici, pour commencer, quelques définitions :

On entend par *mécanisation*, l'exécution d'une suite d'opérations mécaniques selon un programme fixe matérialisé par des cames, des relais et autres organes de commande.

L'automation, telle qu'elle est conçue dans l'industrie automobile, n'est rien d'autre qu'une mécanisation plus poussée, qui s'applique à des grosses machines, à des séries plus compliquées d'opérations mécaniques, mais dont le principe ne diffère guère, dans son essence, de celui de la mécanisation.

A l'heure actuelle on accorde souvent à cette définition de l'« automation » plus de signification qu'elle n'en comporte ; l'automation est devenue un mot de ralliement ; il évoque un système automatique où l'homme n'interviendrait pas, une production sans fatigue, un travail de bureau sans ennui. Dans les conversations de salon, on imagine déjà ce que seront les usines-automatiques. On va jusqu'à écrire qu'il y a déjà des usines automatiques, que des calculateurs dirigent le fonctionnement de raffineries de pétroles, et que certaines usines de produits chimiques sont entièrement commandées par de petites armoires électroniques. Tout cela n'est qu'imagination, voire pure absurdité. Pour ma part, je n'ai jamais vu d'« usine automatique ».

Quoi qu'il en soit, mon propos n'est point de donner à cette conférence un tour négatif.

En premier lieu, je suis convaincu qu'une mécanisation et une automation plus poussées sont indispensables pour l'industrie et le commerce. Nos méthodes de production, de commercialisation, de distribution et de gestion sont démodées. Elles sont largement dépassées par une civilisation qui évolue rapidement et dont elles sont bien loin de pouvoir satisfaire les exigences. Il nous faut introduire de profonds changements dans nos méthodes de fabrication et dans le fonctionnement de nos services.

En deuxième lieu, il importe qu'on fasse preuve d'imagination et de réflexion pour découvrir toutes les possibilités qui s'offrent à nous, car sans imagination, nous n'entreprendrons peut-être jamais les transformations de longue haleine qu'exige la modernisation de certaines de nos industries.

(1) Conférence faite à la Société des Radioélectriciens, le 17 décembre 1955.

WRH

En troisième lieu, pour que les industriels se trouvent incités à investir des capitaux dans des usines et des bureaux automatiques, il faut que le risque ainsi couru puisse être calculé et cela exige que les ingénieurs et les techniciens aient acquis des connaissances leur permettant non seulement d'établir des plans, mais aussi d'évaluer le coût des installations projetées.

Actuellement, nous devons nous attacher à réaliser des automatisations rentables. Il ne peut être question d'automatiser les processus qui échappent à notre compréhension. Une industrie qui se démode en 25 ou 30 ans n'a guère d'intérêt pour notre productivité. Il vaut mieux la remplacer que de l'améliorer partiellement.

Le développement de l'industrie a été le fait d'une évolution. Une fois découverts les procédés de base pour la transformation des matières premières en produits, il a fallu un sérieux effort d'organisation pour grouper ces procédés élémentaires en des systèmes de production cohérents. Ainsi s'est développé un processus générique, qui comporte une suite d'opérations : approvisionnement en matières premières, purification, nettoyage, coulée, cuisson, mise en couleur, usinage, etc... qui portent sur des matières en mouvement. Viennent ensuite l'emballage et la vente des produits à des stades divers de leur transformation. Le grossiste assure la distribution du produit, un nouveau stockage et une nouvelle distribution s'opèrent à des stades secondaires. Le problème fondamental de la production est celui des matières en mouvement : c'est une manipulation continuelle des matières, depuis leur origine jusqu'à leur destination finale. Toute une chaîne complexe d'opérations élémentaires se constitue ainsi, les transformations s'opérant sous l'effort conjugué des hommes et des machines.

Toute industrie s'accompagne d'activités commerciales : opérations d'assurance et de banque, comptabilité, opérations juridiques, etc... Ce sont des processus au cours desquels on traite des informations au lieu de traiter des matières : l'information est condensée, triée, identifiée, tabulée et emmagasinée. On pourrait énumérer encore bien d'autres opérations fondamentales. Une entreprise industrielle est donc un ensemble de processus de production et de services capable *en moyenne*, de réaliser des bénéfices.

Pour illustrer la notion de traitement industriel des matières, considérons le cas d'un filon de minerai. Les machines extraient le minerai et l'accumulent en surface à la sortie des puits ; des bennes l'emportent ensuite jusqu'à un autre tas, puis un train le transporte jusqu'aux docks où il est chargé dans un bateau. Celui-ci achemine le minerai jusqu'à l'usine où il est de nouveau stocké en tas. Cette succession de transport et de stockage se poursuit au cours des différentes étapes du traitement : fusion, affinage, coulée en lingots, enfin, laminage en tôles. L'industrie, comme vous le voyez, se compose essentiellement de transports et de stockages.

Chaque tas représente une capacité de stockage W, chaque déplacement une quantité traitée à un débit Q. Le rapport $\frac{W}{Q}$ entre la capacité de stockage et le débit est un facteur de mérite pour le processus de production, car il mesure la constante de temps de traitement des matières.

A mesure que les matières accomplissent les différentes étapes du circuit de production, que les opérations fassent intervenir une seule usine ou une chaîne d'installations, comme c'est le cas dans l'industrie de l'aluminium, les retards de temps s'accumulent et ils se chiffrent finalement par jours et par semaines. Dans ces conditions, il ne peut être question d'« automation ». Le premier problème à envisager est celui de la simplification des processus et de l'accélération des opérations de traitement des matières. Dans les aciéries également, les retards de temps accumulés dans les fours de fusion et les fours-pits se comptent par jours. Pour amener l'acier à la température voulue et pour le refroidir, il faut une semaine ; il n'y a donc aucun intérêt à faire commander l'aciérie par un calculateur numérique. Il nous faut donc tempérer notre imagination d'un certain réalisme, et considérer avant tout les faits. Pour accélérer les opérations de production, il faut s'attacher à réduire les immobilisations et les stocks et accroître les quantités traitées. Or, pour absorber les stocks, il faut construire de nouvelles machines et équiper de nouvelles installations.

Examinons par exemple le processus d'information tel qu'il se déroule dans un grand magasin. Les marchandises sont achetées en gros. Les commandes doivent donc être adressées au grossiste. Lorsqu'elles arrivent à la réception, elles doivent être identifiées et étiquetées ; ensuite, elles sont dirigées vers les rayons. Les clients se présentent, soit avec un désir précis, soit en quête d'un objet à acheter. Une fois terminés, les achats de la clientèle, les renseignements concernant la vente doivent être transmis au service des commandes, à la facturation, à la comptabilité. Certains clients emportent la marchandise, puis la rendent — elle ne leur plaît pas. Certaines marchandises doivent être retournées au grossiste — il y a erreur de commande. Certaines marchandises, demeurées en magasin trop longtemps, sont soldées pour permettre le renouvellement du stock. Le fonctionnement d'un grand magasin implique un important travail portant sur des informations.

Etant donné la complexité de ces deux processus de traitement des matières et de traitement des informations, et leur fusion en une même entreprise, la première question que je poserai est la suivante : ce que nous savons du déroulement matériel des opérations de production et des principes logiques selon lesquels s'effectuent le travail de bureau, est-il suffisant pour nous permettre d'appliquer des méthodes automatiques ? Je pense que c'est là une question que doivent se poser les gens qui veulent faire de l'automation.

Examinons ensuite le problème dans la mesure où il oppose le travail mécanique au travail manuel. D'aucuns — ils sont fort peu nombreux — pensent que la machine automatique amènera fatalement

une éviction de la main-d'œuvre. En réalité la machine a pour effet de décupler ou d'amplifier les possibilités de l'homme. La machine automatique, utilisée dans la production, la comptabilité, pour la délivrance de billets d'avion, etc... permet à l'homme de traiter une plus grande quantité de matières ou d'informations par unité de temps. Augmenter le rendement individuel, c'est fondamentalement relever la productivité. L'exécution d'un même travail par un moins grand nombre de travailleurs ne constitue pas une amélioration de la productivité.

Il existe un critère permettant d'apprécier la rapidité des réflexes des muscles humains. Au cours des dix dernières années, on a étudié ce qu'on appelle « l'opérateur humain ». On sait que les réflexes des mains, des pieds, des doigts et des autres parties du corps se mesurent en fractions de seconde, mais non en micro-secondes. Le degré de précision que peut atteindre un être humain manipulant un objet avec ses doigts est également connu. Avec un micromètre et des vis de précision, les mécaniciens peuvent travailler à une fraction de millimètre près, mais pas à quelques millionièmes de centimètres près. L'opérateur chargé de régler des vannes déterminant le débit d'un fluide, n'a qu'une précision mécanique limitée.

Il ne faut pas négliger non plus la fatigue musculaire. Des actions rapides et répétées fatiguent les muscles. Sous l'effet d'une émotion intense, un opérateur humain peut atteindre une très grande rapidité et une très grande précision pendant quelques secondes ou quelques minutes, mais il ne peut la soutenir pendant 10 ou 12 heures.

Il y a aussi un critère qui permet d'apprécier la quantité d'information que les sens humains peuvent traiter. Les oreilles et les yeux sont les principaux organes récepteurs des informations pour les ouvriers d'usine et les employés de bureau. On peut soumettre les oreilles, les yeux et les organes du toucher à des tests en vue de déterminer le nombre d'éléments distincts d'information qu'ils peuvent percevoir par unité de temps. Si délicates que soient ces mesures et cette appréciation, on constate qu'un être humain ne peut traiter qu'un petit nombre d'éléments par seconde. De même, lorsqu'il s'agit de calculs, exception faite des génies mathématiques, ces virtuoses du calcul mental qui font des prodiges sans pouvoir les expliquer, un être humain ne peut transformer en une seconde qu'un petit nombre d'éléments informations en opérations logiques et arithmétiques. L'homme ne peut donc traiter des informations à très grande vitesse. En outre, sa mémoire n'a qu'une capacité limitée. Lorsqu'un ingénieur ou un calculateur travaille à son bureau, il doit souvent se reporter à un manuel. Ainsi, un être humain peut emmagasiner quelques centaines d'éléments d'information pendant quelques secondes, mais il ne peut en emmagasiner un million et il lui faut un certain temps pour rappeler ces informations dans sa conscience. Nous sommes donc en mesure de définir de façon assez précise le point à partir duquel l'être humain cesse d'être utilisable et la machine entièrement automatique doit intervenir. *Lorsque les conditions de traitement des informations excèdent les capacités de l'homme, lorsque la rapidité de ses réflexes musculaires est dépassée et qu'il est dans l'impossibilité physique d'accomplir certains actes, les opérations de production aussi bien que les travaux de bureau doivent être entièrement automatisés.*

L'estimation des capacités mentales et physiques de l'homme implique évidemment l'intervention de mesures. Les processus physiques les plus élémentaires eux-mêmes doivent être mesurés. Pour remplacer l'acte humain par une action automatique, il faut pouvoir mesurer les modifications intervenant dans les variables du processus, et accomplir les actions de régulation d'après les données mesurées.

Les diverses étapes du processus doivent être définies. A toute action spécifique doit correspondre une manœuvre spécifique. Au cours des opérations de fabrication, si la qualité du produit s'éloigne de la norme fixée, une correction précise doit l'y ramener.

C'est peut-être ce point qui donne lieu aux plus grandes difficultés lorsqu'il s'agit de déterminer la rapidité avec laquelle l'automation se développera et les applications auxquelles elle pourra donner lieu dans nos industries. Je ne crois pas que nous en sachions assez sur les rapports spécifiques de cause à effet qui interviennent dans la plupart des processus industriels, pour les automatiser. Dans les aciéries, les verreries, les papeteries, il y a entrée de matières premières et sortie de produits finis. Il est remarquable que nous soyons capables de produire en sachant aussi peu de choses sur le déroulement des processus. C'est pourquoi j'estime qu'une mécanisation poussée ne pourra reposer que sur des fondements extrêmement rudimentaires, elle ne portera que sur des opérations mécaniques simples. L'« automation » ne prendra pas un départ foudroyant. Elle ne se répandra que lentement et son application sera entravée par l'insuffisance des connaissances techniques.

Vous avez peut-être lu que certaines raffineries de pétrole utilisent des calculateurs électroniques. Si elles s'en servent pour la régulation des vannes qui contrôlent la circulation du pétrole dans toute la raffinerie, c'est une *mauvaise utilisation*, car on ne connaît pas suffisamment la dynamique de la distillation et le comportement des tours de raffinage pour en confier la commande à un calculateur électronique.

De même, parler d'usines de produits chimiques entièrement automatiques, c'est jouer sur les mots. A mon sens, commander les vannes, les pompes et autres machines dans une usine selon un programme déterminé, ce n'est pas en réaliser l'automation. Le but à rechercher, ce serait de mesurer la quantité et la qualité du produit chimique, de confronter les résultats obtenus avec une norme de référence et d'utiliser l'erreur mesurée pour corriger le fonctionnement de l'usine de façon à obtenir un produit

conforme aux spécifications. C'est la régulation par rétroaction, par opposition à la régulation en chaîne ouverte et c'est, à mon avis, cette notion fondamentale qui conditionne les progrès de l'automation.

En conclusion, je pense que le premier type d'automatisation qui puisse constituer un progrès économique réel, s'appliquera au travail de bureau plutôt qu'aux processus de production. L'application au traitement des informations, de systèmes simples, augmentent le nombre des travaux pouvant être accomplis par unité de temps, par des employés de bureau, peut être rapidement rentable, parce que ces systèmes permettront aux industriels de mieux apprécier à tout moment les bénéfices et les résultats de leur entreprise. Ces dispositifs coûteront moins cher à appliquer dans les travaux de bureau que de nouvelles machines dans une usine.

Ensuite, je suis persuadé qu'on mécanisera progressivement des opérations simples de traitement des matières dans la production industrielle. Il y a tout un secteur de l'industrie (machines-outils, petite mécanique, exploitations minières, conditionnement des produits alimentaires, machines distributrices, déchargement des bateaux et manutention des cargaisons) qui se prête, d'ores et déjà, à une mécanisation poussée.

Toutefois, les milieux industriels devront consentir de gros investissements pour la construction de machines ; ils devront aussi s'assurer que les gens qui se proposent pour mécaniser leurs bureaux et leurs usines, offrent toute garantie de capacité. Dans un domaine aussi nouveau, les mises au point peuvent être très coûteuses. Il n'y a pas beaucoup de spécialistes qui soient capables de construire les machines dont nous parlons : leur nombre total pour le monde entier, est probablement inférieur à 10 000.

Le développement de l'automation et la généralisation de la mécanisation seront également entravés par le fait qu'il n'y a pas assez d'ingénieurs et de techniciens nécessaires dans le monde pour assurer ces tâches. Nombreuses sont les usines et les organisations qui ne pourront pousser à fond leur mécanisation sans employer une plus grande proportion d'ingénieurs, ce qui augmentera, sur les états de salaires, la part du secteur ou du service d'entretien vis-à-vis des opérations de fabrication.

L'entretien du matériel exigera habileté et rapidité ; aucune négligence ne pourra être tolérée, car une machine automatique qui tombe en panne risque d'arrêter toute la fabrication. Il faudra donc soumettre les ouvriers à une rééducation et à une nouvelle formation professionnelle, en vue d'en faire des agents d'entretien compétents, rapides et constamment prêts à intervenir.

La seconde étape de l'automatisation - c'est-à-dire la création de processus de production fondamentaux de types entièrement nouveaux ne s'accomplira que lentement. Nous n'avons pas assez de spécialistes expérimentés pour entreprendre les recherches que nécessite une transformation révolutionnaire des processus élémentaires. A mon avis, 25 ans au moins s'écouleront avant que nos usines puissent être totalement réorganisées, non par des procédés empiriques, mais selon des principes scientifiques. Il faudrait en outre, pour en arriver là, qu'un plus grand nombre de chefs d'entreprises acquièrent une formation technique, car la théorie de l'information et les principes mathématiques de la mécanisation reposent sur des notions complexes et pour évaluer les véritables possibilités d'une industrie, il faut combiner de façon judicieuse les techniques les plus savantes et les méthodes administratives les plus perfectionnées.

Pour terminer, j'évoquerai certaines des conséquences sociales de l'automation. Tout d'abord, la main-d'œuvre devra recevoir une formation plus poussée, pour pouvoir faire face aux responsabilités accrues qui lui seront dévolues en matière d'entretien. Peut-être même devra-t-on envisager un reclassement professionnel pour tenir compte de l'évolution des conceptions. Ce qu'il nous faut, ce sont des techniciens d'électrochimie dont la compétence embrasse également l'électronique, l'électricité et l'hydraulique et non plus des plombiers. Les principes de la division du travail, tels qu'on les définit actuellement, sont dépassés.

Comme il est probable que les biens de consommation ne cesseront d'affluer en quantités toujours croissantes sur le marché mondial, il faudra sans doute que les collectivités et les gouvernements procèdent à une révision des restrictions aux échanges, afin d'examiner si elles demeurent justifiées. Il est absurde, par exemple, d'établir un tarif douanier d'une durée de 25 ans pour protéger le développement d'une industrie qui, dix ans plus tard, se trouvera dépassée.

Les salariés, à tous les échelons, devront travailler plus vite et de façon plus efficace, afin d'assurer le fonctionnement régulier des usines, des exploitations et des bureaux car le débit de la production sera extrêmement élevé. Cela pourrait conduire à organiser le travail journalier en 4 postes au lieu de 3 pour tenir compte de l'augmentation de la fatigue nerveuse. Dans le secteur commercial et technique, je pense qu'il suffira de répartir la journée de travail en deux postes. Pour conclure, je dirai que les processus industriels et commerciaux de notre monde occidental sont périmés — ils sont dépassés. Nous ne pouvons nous permettre de gaspiller notre main-d'œuvre technique en l'employant à réparer l'ancien système — il faut que nous nous attachions à créer de nouveaux processus en les mécanisant dès le départ.

LE CIRCUIT DE VOIE INSTRUMENT DE L'AUTOMATISME SUR LE CHEMIN DE FER

PAR

Jean WALTER

Ingénieur en Chef à la S. N. C. F.

Généralités sur le circuit de voie.

Il est, sur le chemin de fer, certaines installations assez peu connues, dont le développement n'a cessé de croître et le perfectionnement de s'accélérer au cours des dernières années. Ces installations, dont le rôle est multiple, servent essentiellement à disposer en temps voulu sur la voie les itinéraires que doivent suivre les trains ; à garantir la sécurité des convois sur toute l'étendue de leur parcours ; à tirer le meilleur rendement des lignes où sont montées ces *installations de sécurité*.

Pendant un temps fort long, en fait jusqu'au début de ce siècle, les aiguillages qui déterminent les itinéraires empruntés par les trains, ont été commandés à la main, soit à pied d'œuvre, soit à petite distance — quelques centaines de mètres — par l'intermédiaire de fils ou de tringles d'acier, tandis que les signaux étaient constitués par des cocardes mobiles, aux formes caractéristiques, dont le changement d'aspect était opéré par des manœuvres manuelles de la même famille que celles des aiguillages.

Les moteurs électriques ont permis de manœuvrer les aiguilles sans fatigue musculaire à des distances illimitées, tandis que les signaux lumineux colorés visibles de jour et de nuit ont procuré des indications faciles à produire et à observer, se prêtant à de nombreuses combinaisons, apportant le maximum de simplicité à la signalisation.

Le développement de ces installations s'est opéré suivant les exigences propres à la sécurité ferroviaire et leur perfectionnement a été rendu possible par les progrès industriels réalisés au cours des années. Donnons quelques exemples des problèmes résolus dans ces conditions : le signal protégeant un aiguillage ne peut autoriser le passage que si cet aiguillage est dans la position voulue et solidement immobilisé sur le contre-rail ; l'aiguilleur est empêché de modifier un itinéraire quand un train s'approche de ses aiguillages ou n'a pas fini de les dégager ; la commande des itinéraires a été de plus en plus concentrée dans un même point, pour toutes les installations d'une gare ou d'une ligne, etc... Les perfectionnements dont il s'agit ont contribué à procurer au transport par chemin de fer le degré de sécurité particulièrement élevé qui lui est partout reconnu. Ces progrès ont en outre accru dans de grandes proportions le rendement qui peut être tiré de l'outil ferroviaire.

L'objet de la présente note n'est pas de décrire l'une ou l'autre de ces installations modernes, telles que le block automatique, ou la commande centralisée des itinéraires, ou la signalisation d'abri, ou le contrôle automatique de la vitesse... On se propose d'étudier ici un élément de ces installations présentant le plus grand intérêt pour la qualité de leur fonctionnement et le niveau de leurs performances. Cet élément mérite d'être connu des électriciens et des électroniciens, même étrangers aux techniques ferroviaires. En effet, si par nature il est lié strictement à l'existence du chemin de fer, il offre un bon exemple des progrès réalisés dans ce domaine grâce à l'emploi des ressources offertes récemment par l'électronique industrielle.

Cette installation élémentaire et fondamentale s'appelle *circuit de voie*. Sous sa forme première et d'ailleurs développée à des milliers d'exemplaires, il est composé (fig. 1) des deux files de rail d'un tronçon de voie, ces deux files étant terminées par des joints isolants (éclisses en bois, ou éclisses métalliques recouvertes d'une plaque isolante). Les files en acier étant posées sur des traverses en bois, donc isolantes, constituent des conducteurs longitudinaux, ceux-ci étant connectés, à une extrémité avec une batterie comportant en série une résistance de protection et à l'autre bout avec un relais neutre électro-magnétique de caractéristiques convena-

bles (1). Ce circuit de voie est tel que le relais — dit relais de voie — est excité en l'absence de train, tandis qu'il se désexcite quand les essieux d'un convoi court-circuitent les deux files de rail (2). On

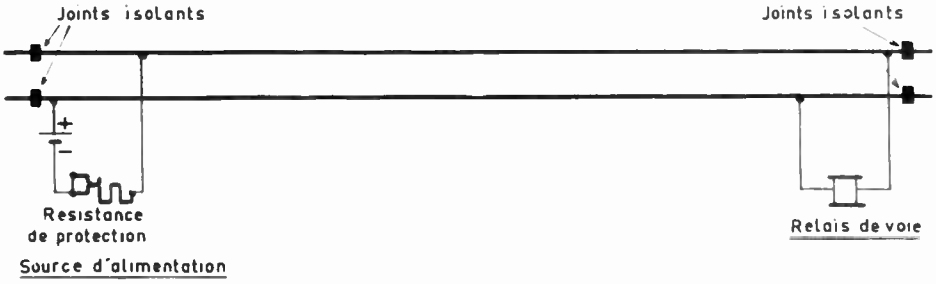


Fig. 1.

a donc ainsi un dispositif simple et robuste pour caractériser automatiquement la présence ou l'absence de véhicules sur une portion quelconque de voie. La désexcitation du relais de voie vient agir directement sur un signal de protection, tandis que, lorsque le relais de voie est alimenté, il ne s'oppose pas à la mise du signal à la voie libre. Ce montage présente, en dehors de sa commodité, un précieux avantage spécifique : tout incident survenant à l'installation (panne de la batterie, coupure de fil, etc...) provoque la chute du relais de voie, c'est-à-dire qu'il tend à réduire la vitesse des trains, mais n'est pas susceptible de provoquer intempestivement leur accélération. Un avantage supplémentaire que procure ce circuit de voie, c'est la détection automatique d'une rupture de rail, puisqu'elle entraîne, elle aussi, une discontinuité dans les conducteurs qui le composent. Enfin, si les joints isolants sont mis en court-circuit, le relais de voie ne risque pas d'être indûment excité. Ce montage rustique, dont le maintien en bon état de marche ne demande que peu de soins, constitue donc un élément de qualité exceptionnelle pour la mise en œuvre des installations de sécurité. (Il suffira de combiner dans une gare ou sur une ligne les indications des différents relais de voie intéressés, — l'attraction ou la chute de leur armature — pour réaliser les conditions les plus complexes et remplir les programmes les plus divers).

La caractéristique commune à tous les montages utilisant le circuit de voie, c'est de permettre l'introduction ou le développement de l'automatisme dans les installations considérées. Ce fait est particulièrement visible dans le cas du Block Automatique, système où les trains se protègent eux-mêmes contre les autres circulations de la ligne, en raison simplement de leur présence sur la voie.

La figure 2 donne le principe du block automatique : le train T est protégé automatiquement par le feu rouge du signal d'arrêt, ou sémaphore, lequel est annoncé à distance par le feu jaune du signal d'avertissement. Aucune intervention humaine n'est nécessaire pour couvrir le train : c'est ce qui rend si sûre la circulation des convois sur les lignes équipées en block automatique.

Le montage représenté sur les figures 1 et 2 concerne le circuit de voie à courant continu isolé sur chacune des deux files de rail. Une telle disposition s'applique aux lignes qui ne sont pas électrifiées. Mais, de plus en plus, les artères importantes sont équipées de la traction électrique, en raison des multiples avantages économiques et techniques qu'elle présente. Or, dans ce cas, le montage précédent doit être aménagé. En effet, le courant de traction consommé par la machine retourne à la sous-station en empruntant les rails de roulement. On ne saurait alors maintenir sur les deux files les joints isolants qui interrompent la continuité du circuit de retour.

Une première solution consiste à ne placer de joints isolants que sur une file de rail : la file non isolée sert alors à assurer le retour du courant de traction. Mais il importe que ce dernier ne risque pas de perturber le fonctionnement du relais de voie. Cette condition impérative exclut, notamment, l'emploi d'un tel montage dans le cas d'une électrification à courant continu. Au surplus, une rupture de rail sur la file de retour ne sera pas détectée, non plus que plusieurs ruptures, ce qui constitue une infériorité évidente pour un tel montage. Il a donc été nécessaire de trouver une disposition qui procure les mêmes avantages que celle de la figure 1, tout en permettant la circulation du courant

(1) Les caractéristiques spécifiées d'un relais de voie à courant continu à deux éléments (montage destiné à polariser le relais et à le protéger contre un courant inverse du courant normal), relais à quatre contacts translateurs, sont les suivantes :

— Elément de voie : résistance 4 Ω
intensité du courant provoquant la chute, 50 mA
intensité du courant de compression, 70 mA

— Elément local : résistance, 8 Ω
tension de fonctionnement, 0,8 V

— Durée de chute par court-circuit de la voie : 0,7 S.

(2) En première analyse, nous parlons de court-circuit des rails par les essieux des véhicules. En fait, la résistance de shunt des circulations n'est jamais nulle ; bien au contraire, la valeur de cette résistance doit être prise en considération et les meilleurs circuits de voie seront, en règle générale, ceux qui assureront la désexcitation du relais de voie pour la résistance de shunt la plus élevée. Ordinairement, on impose que dans les conditions les plus défavorables, cette désexcitation soit obtenue pour une résistance au moins égale à 0,25 ohm, valeur qui comporte un coefficient de sécurité suffisamment large dans la plupart des cas.

de retour. C'est l'objet du montage représenté schématiquement sur la figure 3. Le circuit de voie comporte à ses extrémités des joints isolants sur chacune des deux files. Entre les files de rail, à chaque extrémité, sont disposées des connexions inductives : ce sont des inductances construites pour permettre sans échauffement notable le passage du courant de traction, tout en présentant au courant de signalisation, — courant alternatif dans un tel montage — une impédance suffisante. Les points situés au milieu des connexions inductives en vis-à-vis sont réunis entre eux pour permettre le retour du courant de traction. Les résistances des deux files de rail étant très sensiblement les mêmes, le courant de retour se partage également entre elles et les deux enroulements de la connexion inductive engendrent des champs magnétiques égaux et opposés qui s'annulent. Au contraire, le courant de signalisation rencontre en série les deux demi-enroulements et leur impédance arrête la propagation de ce courant.

Un tel montage, qui présente, lui aussi, l'avantage d'une grande rusticité, est très répandu sur les lignes électrifiées. Le relais de voie comporte deux éléments ; il est du type à champ tournant, un secteur placé dans un entrefer étroit se plaçant en position d'excitation lorsque ses deux éléments sont alimentés : l'élément local par une distribution séparée, l'élément voie par les files de rail. Lorsqu'un train court-circuite celles-ci, l'élément voie cesse d'être alimenté et le relais de voie se désexcite. Toute rupture de rail est décelée automatiquement.

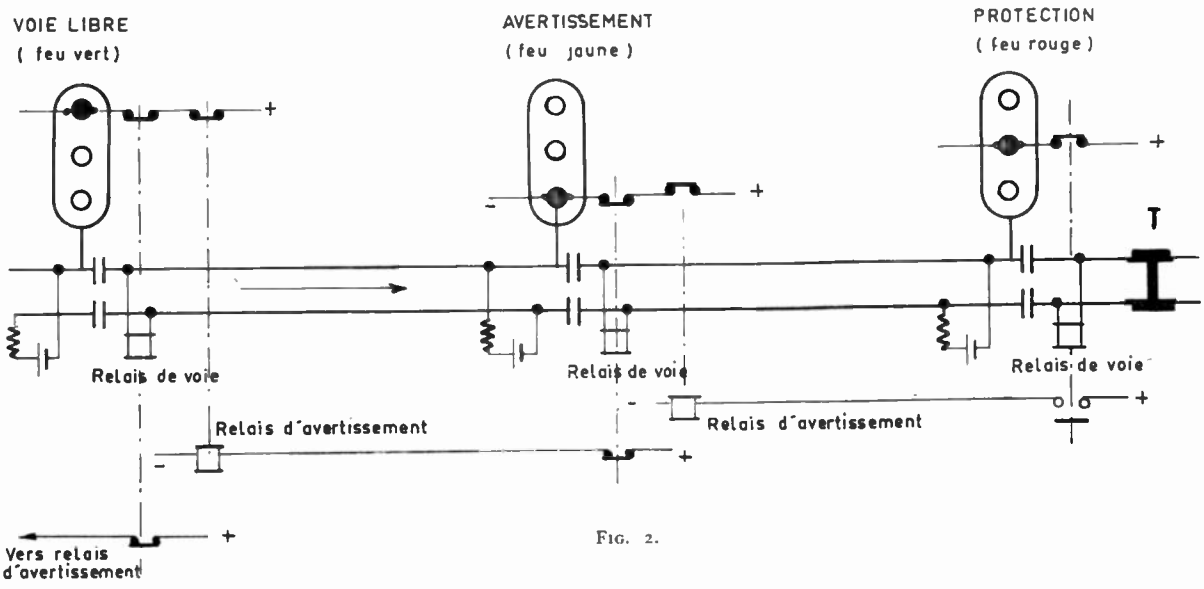


FIG. 2.

Dans le cas d'une électrification à courant continu, on a utilisé en règle générale le courant à 50 Hz pour alimenter le relais de voie. Les caractéristiques spécifiées d'un relais de voie à courant alternatif, à deux éléments et quatre contacts translateurs, sont les suivantes, la tension de compression étant la plus faible tension qui assure la compression des contacts de travail, l'armature venant au contact de sa butée :

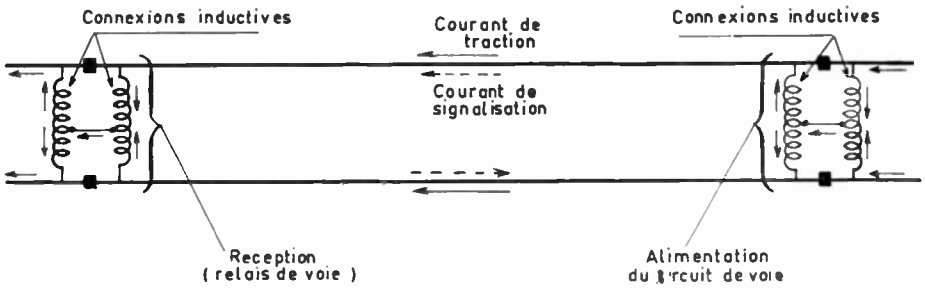


FIG. 3.

— Elément de voie :

tension de compression, 40 V,

tension provoquant la chute, 30 V,

intensité du courant de compression, $\leqslant$ 16 mA.

— Elément local :

tension de fonctionnement, 115 V,

intensité du courant sous 115 V, $\leqslant$ 625 mA.

— Durée de chute par court-circuit de la voie : 0,4 s.

Exemple des caractéristiques pour un constructeur :

— Elément voie (sous 40 V) : intensité du courant de compression, 10 mA, impédance 4 000 Ω à 72° C.

— Elément local à 70° C (sous 115 V) : intensité du courant 450 mA, impédance 265 Ω.

Lorsque la S. N. C. F. et les industriels français mirent au point la nouvelle électrification à 50 Hz, dont la supériorité sur le plan économique s'est imposée à travers le monde, la première solution utilisée pour les circuits de voie consista à réaliser une installation dont les caractéristiques se rapprochaient beaucoup des précédentes. Seule, la fréquence du courant de signalisation était changée. On adopta 83 1/3 Hz, fréquence facile à produire au moyen de machines tournantes et suffisamment voisine de 50 Hz pour que les relais de voie précédemment utilisés pussent être aussi employés, avec la simple adaptation du dispositif d'accord. Un tel circuit de voie, installé sur Valenciennes-Avesnes et Montmédy-Thionville, procure un excellent fonctionnement. Mais il est coûteux : il faut, en effet, produire le courant à 83 1/3 Hz et le distribuer tout le long de la ligne, ce qui entraîne des dépenses notables. En outre, la consommation du circuit de voie est importante : 150 à 200 VA.

L'intérêt d'un montage plus économique et de moindre consommation, apparaissait donc. Il était d'autant plus grand que, dans les zones industrielles du Nord-Est où l'électrification s'étend maintenant, le circuit de voie à courant continu ne pouvait plus être envisagé, pour la raison suivante : l'existence de tramways, de chemins de fer miniers à courant continu, d'installations industrielles à retour par la terre utilisant le courant continu, interdit absolument l'emploi de ce courant pour la signalisation, les files de rail étant en permanence parcourues par des courants continus vagabonds susceptibles de perturber gravement un tel circuit de voie.

Les circuits de voie électroniques à fréquence musicale.

C'est alors qu'on s'est tourné pour la première fois vers des solutions mettant en œuvre les ressources de l'électronique industrielle, en ayant soin de ne prendre en considération que des appareils répondant aux impératifs rigoureux de la sécurité ferrodiaire : rusticité, bonne tenue par les températures les plus basses et les plus élevées, bonne constance des caractéristiques, longue durée en service des organes employés.

La nouvelle solution imaginée et développée par les ingénieurs français, consiste à utiliser des fréquences notablement plus élevées que la fréquence industrielle, en pratique des fréquences musicales. (On verra qu'on va pour certains emplois jusqu'à 8 000 ou 9 000 Hz).

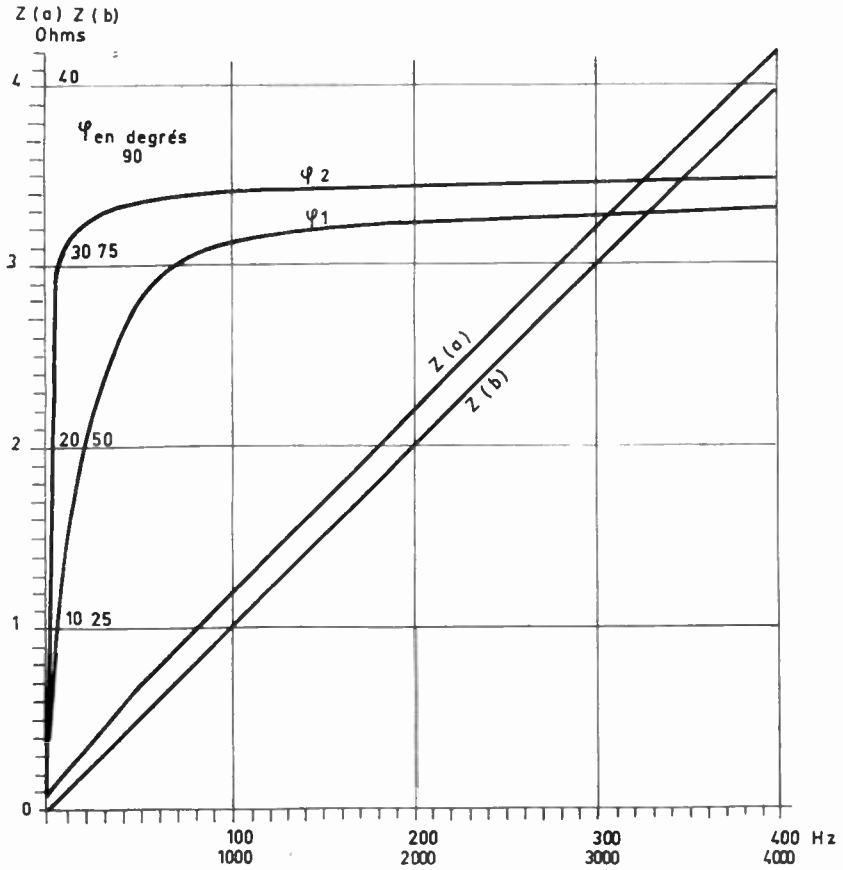


FIG. 4.

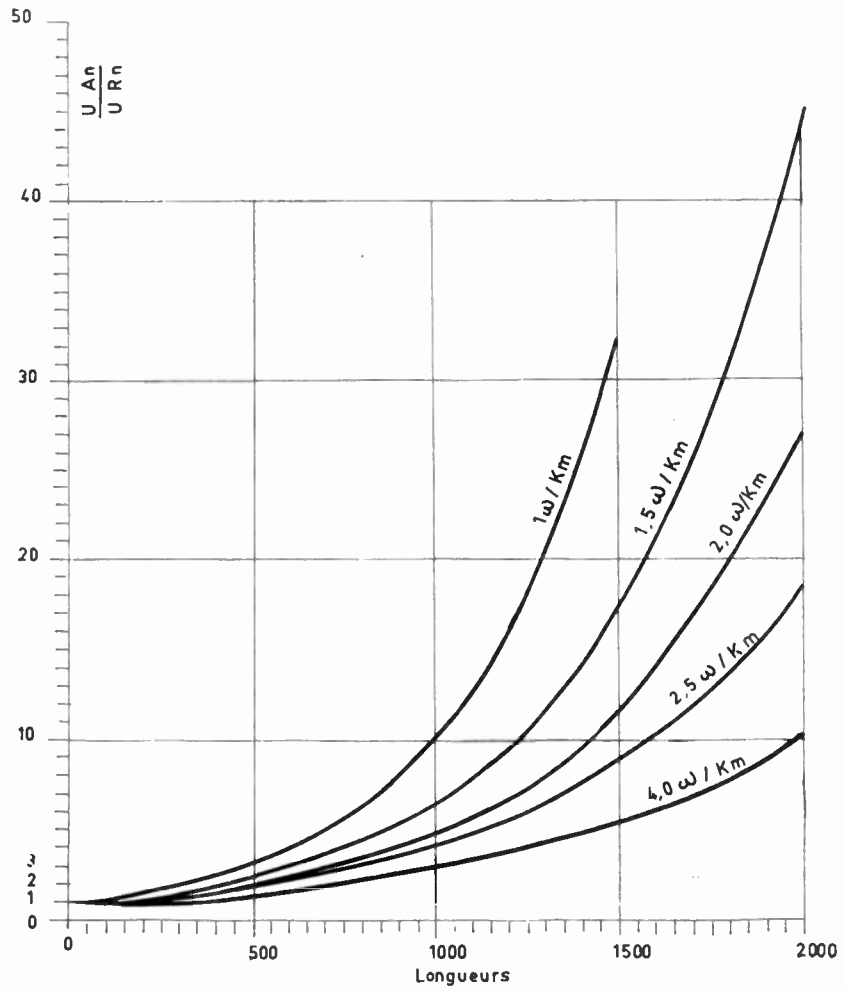


FIG. 5.

Une telle solution présente les avantages suivants : à condition de mettre au point des dispositions appropriées, la fréquence voulue peut être produite sur place par un tube électronique de type courant, alimenté par le secteur ; du fait de l'augmentation de la fréquence, la consommation du circuit de voie se trouve réduite dans de grandes proportions ; enfin, pour certaines applications, des avantages spéciaux peuvent être obtenus, que ne donnent pas les circuits de voie classiques, par exemple la possibilité de se passer de joints isolants sur les rails.

La propagation d'un courant à fréquence musicale dans un circuit de voie obéit aux équations classiques de la transmission dans les circuits téléphoniques.

Si : U_a est la tension côté alimentation,

I_a le courant débité par la source,

U_r la tension côté réception,

I_r le courant dans le récepteur,

Z_o l'impédance caractéristique de la voie,

on a :

$$U_a = U_r \operatorname{ch} \theta + I_r Z \operatorname{ch} \theta$$

$$I_a = I_r \operatorname{ch} \theta + \frac{U_r}{Z_o} \operatorname{sh} \theta$$

Si ces équations sont celles auxquelles est rompu le téléphoniste, les paramètres qu'elles contiennent diffèrent profondément de ceux qu'on rencontre dans l'étude de la transmission téléphonique. L'isolement de la voie varie beaucoup en fonction de la nature du ballast et des conditions atmosphériques.

La figure 4 montre, en fonction de la fréquence, les variations de l'impédance de la voie pourvue de rails unifiés.

La capacité est négligeable, au moins jusqu'à une fréquence de 1 000 Hz.

De telles caractéristiques entraînent des affaiblissements très grands par temps humide. Sur la figure 5, on voit les valeurs prises par le rapport entre la tension d'alimentation et la tension de réception pour différentes résistances d'isolement, en fonction de la longueur du circuit de voie, quand celui-ci est fermé sur son impédance caractéristique et pour une fréquence de 1 000 Hz.

En fait, le circuit de voie n'est jamais fermé sur son impédance caractéristique, mais sur un circuit accordé, présentant une certaine résistance, cette résistance étant voisine du module de l'impédance caractéristique.

Une étude méthodique de la propagation dans la voie des courants de fréquence musicale a montré qu'en fonction de la longueur du circuit de voie, il existe une fréquence optima, ou plutôt une certaine

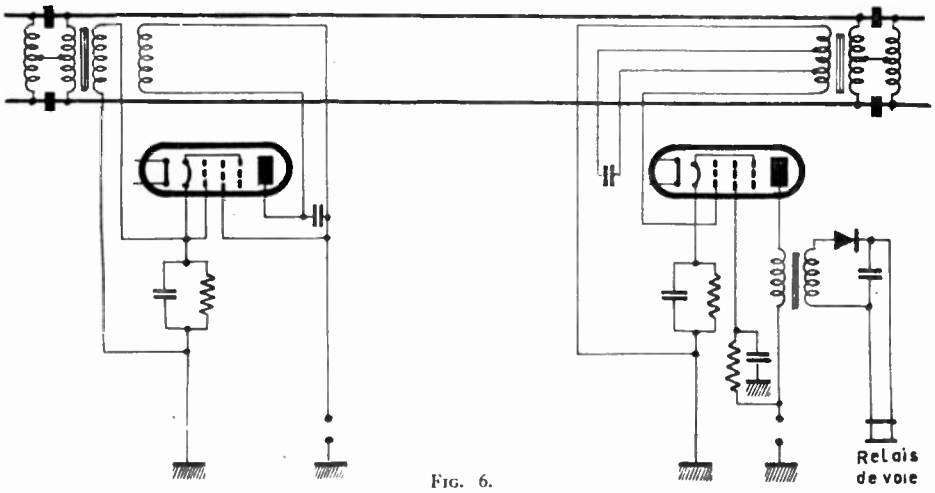


FIG. 6.

plage de fréquences favorables. Plus le circuit de voie est long, plus la fréquence doit être réduite, l'affaiblissement augmentant quand la fréquence croît. Pour les circuits de voie très courts, l'emploi d'une fréquence élevée présente des avantages spéciaux, qui seront indiqués plus loin.

Les longueurs de circuits de voie qui se rencontrent en plus grand nombre dans le block automatique sont comprises entre 1 et 2 km. Dans ce cas, c'est une fréquence de quelques centaines, soit de l'ordre d'un millier de hertz qu'il y a intérêt à utiliser. C'est pourquoi le circuit de voie dit à mille Hz a été élaboré en premier lieu. Le montage dont le principe va être indiqué, qui s'est révélé le plus satisfaisant, a été proposé par la Compagnie de Signaux et d'Entreprises Electriques et mis au point par cette firme française en liaison avec les services spécialisés de la S. N. C. F. Il s'agit d'une installation à monter sur une ligne électrifiée en courant monophasé 25 000 volts, 50 Hz — ce type d'électrification, de conception française, étant le plus moderne et le plus économique. Or, précisément dans ce cas, le problème du circuit de voie se posait avec une certaine acuité.

Les premiers essais ont été effectués sur la ligne expérimentale de Savoie (Aix-les-Bains – La Roche-sur-Foron) (1), avec le montage très simple de la figure 6.

Le courant à fréquence musicale non modulé était employé pour l'alimentation du circuit de voie.

Les résultats ont été satisfaisants tant que les locomotives de la ligne étaient équipées de moteurs à collecteurs. Lorsqu'ont été mises en service des machines à redresseurs, les harmoniques de courant de traction ont provoqué des perturbations ; celles-ci étaient les plus graves en la matière, puisqu'elles consistaient dans l'excitation du relais alors même qu'un train occupait la voie correspondante, en cas de rupture soit d'un rail, soit d'un branchement à la connexion inductive.

Pour y remédier, on a haché le courant de fréquence musicale à une cadence d'environ 40 par seconde, le temps d'établissement du courant étant sensiblement égal au temps de coupure. Le montage correspondant est représenté sur la figure 7. Il comprenait un émetteur type « blocking » et un récepteur-décodeur fonctionnant de la façon suivante : les trains d'impulsions étaient reçus sur la connexion

(1) C'est sur cette ligne qu'a été réalisé le premier équipement de la nouvelle électrification à 25 kV, 50 Hz et qu'ont été mis au point les montages correspondants.

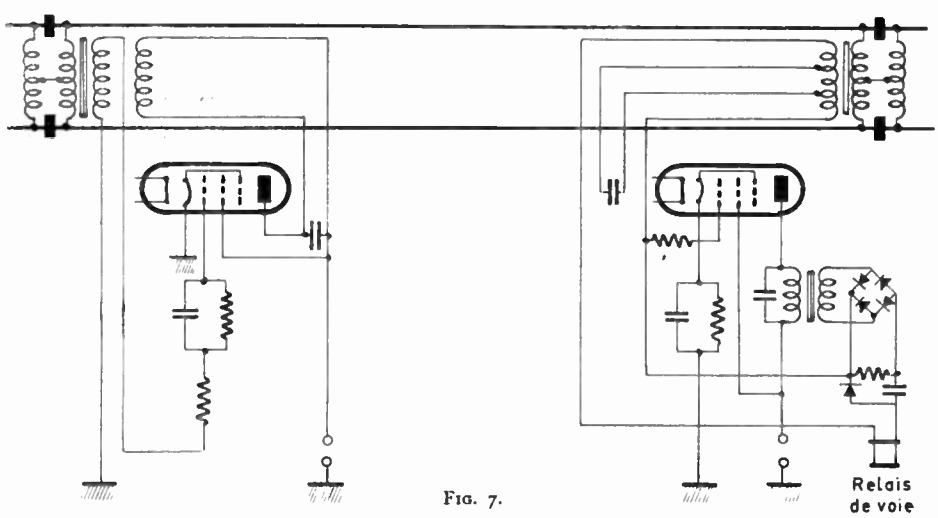


FIG. 7.

inductive côté relais accordée sur la fréquence de la porteuse. Ces trains de courant à une fréquence d'environ 1 000 Hz étaient amplifiés dans le tube et redressés, les « tops » de courant redressé chargeant un condensateur à travers une cellule de blocage, tandis que, pendant les interruptions de courant, le condensateur se déchargeait dans le relais. Les différents éléments du circuit de décodage étaient réglés sur la fréquence de code de 40 par seconde ; mais il n'était pas possible d'atteindre une grande précision de réglage, du fait que le fonctionnement du circuit ne permettait pas de réduire la fréquence de code. Aussi, des tensions résiduelles excessives, voisines de la limite de désexcitation du relais, subsistaient au passage de locomotives à ignitrons en cas de débranchement d'une connexion inductive.

section de la connexion inductive, laquelle est du même type que du côté émission et dont les deux enroulements à fil fin sont branchés l'un à un condensateur d'accord, l'autre à un redresseur transformant les trains d'oscillations à 1 000 Hz en tops à la cadence de 25 par seconde. Ces tops sont amplifiés dans un oscillateur à un tube PTT 203 fonctionnant en classe *A*, dont le circuit d'anode est accordé sur la fréquence 25 ; le secondaire du transformateur d'anode est relié au relais de voie par l'intermédiaire d'un filtre passe-bas, éliminant toutes les fréquences supérieures à 25 et par un redresseur.

Un tel montage, d'une grande simplicité, contrôle automatiquement tous les éléments du circuit et notamment les connexions inductives. Ces dernières

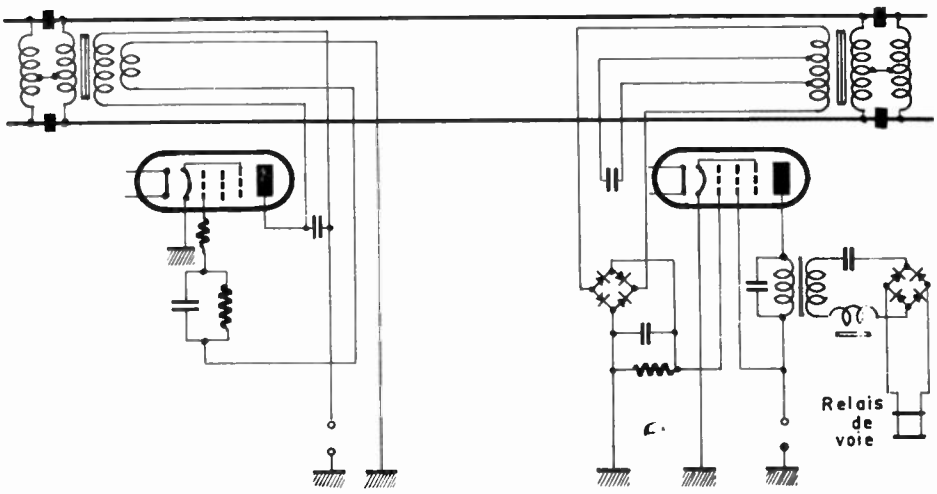


FIG. 8.

Le montage réalisé est celui de la figure 8. L'émetteur est encore du type « blocking ». Il utilise un tube PTT 203 fonctionnant en classe *C*. La connexion inductive comporte trois enroulements : un enroulement de grosse section est relié à la voie, tandis que deux enroulements identiques à fil fin sont connectés l'un dans le circuit d'anode, l'autre dans le circuit de grille. La polarisation automatique est réglée de manière à bloquer les oscillations à la fréquence de pulsation de 25 par seconde. (La figure 9 donne l'oscillogramme correspondant). En outre, l'appareil comprend le transformateur d'alimentation (par le secteur ou par la caténaire), le redresseur et le filtrage. A la réception, les trains d'oscillations sont reçus sur l'enroulement à grosse

sont beaucoup plus légères que celles utilisées avec un courant de signalisation de 50 ou de 83 Hz.

Ce montage ne représente d'ailleurs pas la formule unique et définitive applicable dans tous les cas. La variété des problèmes à résoudre, notamment dans les gares, nécessite la mise en œuvre de dispositions spéciales ou complémentaires, telles que la stabilisation de la fréquence quelle que soit la charge du circuit ou l'emploi de plusieurs fréquences sélectionnées de part et d'autre de joints isolants.

L'expérience de ce type d'installation a donné l'idée d'en étendre le principe général à d'autres problèmes encore mal résolus ou réputés jusqu'ici insolubles.

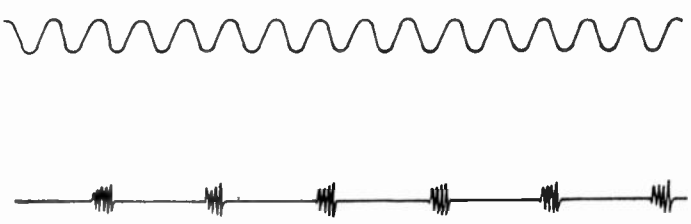


FIG. 9.

Nous n'en prendrons qu'un exemple, concernant une application imprévue et originale de ce système. Il s'agit d'un montage où le circuit de voie ne nécessite plus l'insertion de joints isolants sur les rails. On sait que le progrès en matière de voie conduit à souder bout à bout les barres en acier, ce qui supprime les joints, leur martelage et leur usure au passage des essieux. En fait, en France du moins, on ne les supprime pas complètement ; mais de place en place — en principe tous les 800 m — on crée des joints spéciaux, joints de dilatation qui peuvent être associés à des joints isolants. Il n'en reste pas moins que pour certains problèmes — notamment pour la signalisation automatique aux passages à niveau, dont l'extension est si désirable — le besoin se faisait sentir de circuits de voie courts — quelques dizaines de mètres — ne nécessitant pas l'insertion de joints isolants.

Ce problème a été résolu en recourant à une fréquence élevée : 8 700 Hz. Avec cette fréquence, compte tenu de l'impédance caractéristique de la voie et de sa résistance longitudinale, le shunt produit par les essieux provoque la désexcitation du relais de voie sur une plage de faible longueur. La première réalisation mettait en œuvre un tube PTT 202 P. L'application de transistrons a été faite pour la première fois, dans d'excellentes conditions, à ce circuit de voie. La figure 10 donne le schéma correspondant. Le courant est recueilli une dizaine de mètres au-delà du point d'émission. Après redressement, il alimente un relais à courant continu. L'impédance de la voie — environ 85 ohms au km — est telle que l'influence d'un court-circuit ne se fait pas sentir sur le courant dans le relais à plus de quelques mètres en avant de l'émetteur, ni à plus d'une dizaine de mètres au delà du récepteur.

Au surplus, en reliant l'émetteur et le récepteur à la voie par l'intermédiaire de condensateurs appropriés, on peut superposer ce circuit de voie à tout autre type de circuit de voie existant, de fréquence différente bien entendu. La consommation est très faible ; sous 48 volts : 0,012 A pour le circuit d'anode et 0,085 A pour le circuit de chauffage.

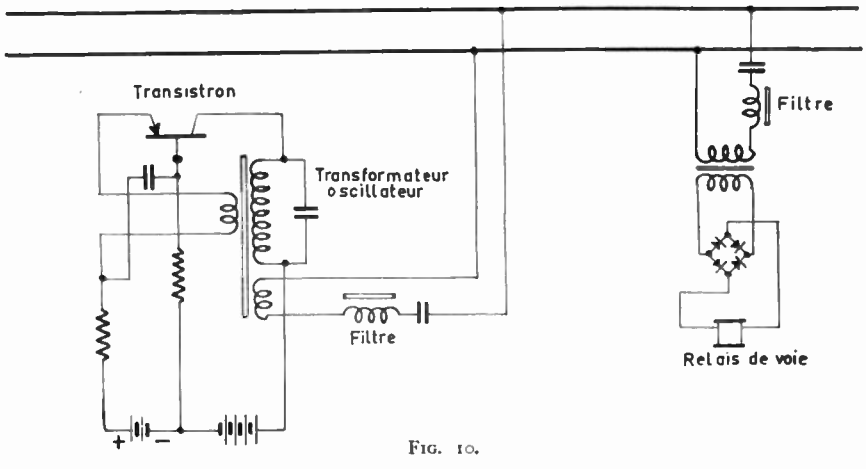


FIG. 10.

Les circuits de voie à impulsions de tension élevée.

Le présent exposé a été fait jusqu'ici, pour simplifier, comme si le fonctionnement du circuit de voie se réduisait à cette alternative très simple : ou bien le circuit est dégagé de toute circulation et le relais de voie est excité ; ou bien un convoi occupe ce circuit et le relais de voie est désexcité. Les choses se passent ainsi dans la plupart des cas. Mais il existe des circonstances où interviennent d'autres éléments qui compliquent le comportement du circuit de voie. Tout d'abord, il faut tenir compte de l'impédance des voies, ainsi que de la perditance du ballast, laquelle est variable en fonction des conditions atmosphériques. Mais une donnée toute différente se manifeste aussi dans certains cas : c'est la résistance superficielle de contact entre la roue et le rail. Si sur une voie fréquemment parcourue, avec des essieux monoblocs lourdement chargés, cette résistance est tout à fait négligeable, il n'en est pas de même dans le cas de voies peu fréquentées, recouvertes à certaines heures d'une mince pellicule d'oxyde, surtout lorsque les circulations qui les empruntent sont des autorails légers à faible nombre d'essieux. De nombreuses expériences réalisées d'une façon systématique par la S. N. C. F. ont montré que pour percer cette pellicule isolante, il était nécessaire de mettre en œuvre une tension notablement plus élevée que celle dont il est fait habituellement usage. Au lieu d'un à deux volts, il faut monter jusqu'à 60 ou 100 volts pour obtenir à coup sûr la perforation du diélectrique.

Or, si l'on se contentait de conserver le principe classique du circuit de voie — tel que celui à courant continu représenté par la figure 1 — en portant la force électromotrice de la source de 1 (ou 2) volt à 100 volts, la consommation de l'installation deviendrait tout à fait prohibitive. C'est pourquoi une solution a été cherchée qui procure les mêmes avantages, sans exiger une puissance de source aussi importante. Un ingénieur de la S. N. C. F., M. LEROY, a mis au point un montage qui donne toute satisfaction en service et qui consiste à émettre dans la voie des impulsions de très courte durée à la tension

voulue (80 à 100 volts par exemple). Compte tenu des conditions de fonctionnement du relais de voie, une cadence convenable des impulsions est de une à deux par seconde. La disposition imaginée par M. LEROY consiste à charger un condensateur pendant les intervalles entre deux impulsions consécutives. Dans ces conditions, une source de puissance réduite procure économiquement les performances désirées. En vue d'obtenir un montage ne mettant en jeu que des appareils robustes et n'exigeant pas de surveillance particulière, on a employé un dispositif électronique à relaxation dit « base de temps », faisant appel à un thyratron, valve à gaz capable d'effectuer à la cadence voulue l'établissement et l'interruption d'un courant de l'ordre de 50 ampères.

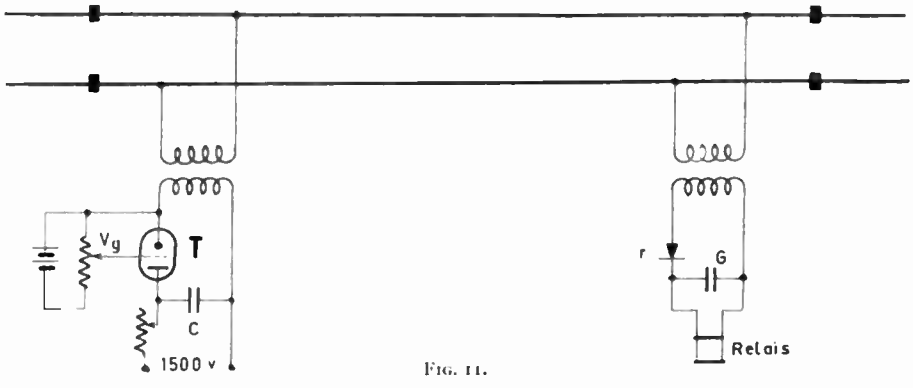


FIG. 11.

La figure 11 donne le schéma de principe du système. Un condensateur C se décharge à travers un thyratron T contrôlé par polarisation de grille V_g. Cette décharge s'amorce dès que la tension aux bornes du condensateur C atteint la valeur de la tension d'amorçage définie par la polarisation de grille et s'éteint dès que cette tension devient inférieure à la tension d'arc. Les impulsions sont intégrées dans un récepteur constitué par un redresseur r et un condensateur G, de façon à maintenir en position de travail l'armature du relais de voie R, si la section de ligne surveillée par le circuit de voie est libre de toute circulation et si les rails assurent la continuité de ce circuit.

grandes distances et que, dans le cas, par exemple, d'un circuit de voie de 6 kilomètres bouclé par une impédance de quelques ohms, la réduction de tension le long du circuit de voie n'est pas uniforme, mais qu'à partir d'une distance de l'ordre de 3 kilomètres, la tension reste sensiblement constante.

L'émetteur est réglé en vue de l'émission par le thyratron d'impulsions de l'ordre de 1 200 volts suivant une fréquence réglable au moyen d'une résistance de charge ou d'un transformateur spécial à shunt magnétique comportant une variation de réluctance. La tension anodique directe maximum est de 1 500 volts, ainsi que la tension anodique inverse maximum. La tension de contrôle de grille est de 5 volts et la tension d'arc de 16 volts. Le courant anodique maximum de pointe est de 10 ampères et le temps d'intégration de 15 secondes.

Le relais de voie, relais de sécurité du type neutre classique, possède un bobinage de résistance élevée, environ 30 000 ohms ; il s'excite pour une tension continue de 30 volts et se désexcite pour une tension d'environ 20 volts.

Ce système a été adapté par les Etablissements Jeumont aux lignes électrifiées à courant monophasé. Pour cet usage, le circuit de voie comporte des connexions inductives jouant le même rôle que précédemment. Des dispositions spéciales permettent d'éliminer l'influence de tensions parasites à 50 Hz

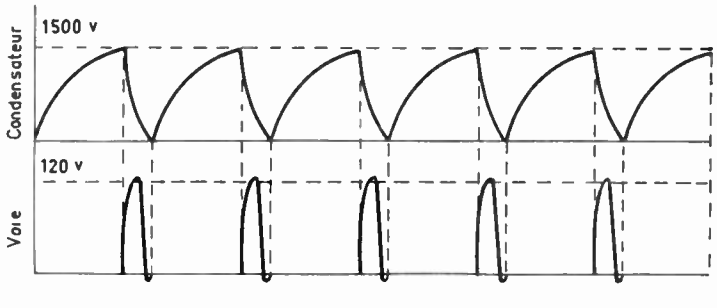


FIG. 12.

La figure 12 montre la tension aux bornes du condensateur C et à l'alimentation de la voie en fonction du temps. Les impulsions sont à front raide. Au cours de leur propagation, elles s'arrondissent et se rapprochent de la sinusoïde. Les essais ont montré que les impulsions se propagent sur de résultant de déséquilibres éventuels entre les deux files de rail.

Le circuit de voie à impulsions de tension élevée, inventé pour assurer la régularité du shunt sur des voies peu fréquentées et parcourues par des autorails, a parfaitement joué son rôle : il est en service

depuis bien des mois dans diverses gares de la S. N. C. F. où, avant son montage, avaient été signalés des incidents, qu'il a totalement éliminés.

Le principe même de ce circuit de voie s'est révélé fécond en applications d'un autre ordre : du fait qu'il met en jeu des impulsions brèves et espacées, il permet de transmettre sur une voie un grand nombre d'informations en provenance de circuits de voie successifs, ces différents circuits de voie ayant des impulsions déclenchées à des intervalles convenablement choisis à l'intérieur de la période. Il suffit d'avoir entre eux une synchronisation, laquelle peut être réalisée très simplement à partir du courant d'alimentation. On peut ainsi, sans autre conducteur que la voie, réaliser un block automatique à signaux lumineux, avec les indications complémentaires dont il s'accompagne (annonces aux passages à niveau, notamment). La description de ces systèmes demanderait de longs développements : les explications déjà données suffisent à suggérer l'idée directrice de telles installations. Il faut ajouter que le circuit de voie à impulsions peut, lui aussi, être réalisé sans joints isolants et sans connexions inductives sur les voies électrifiées. On voit qu'il offre, à côté du circuit de voie à fréquence musicale, une grande variété de solutions intéressantes pour résoudre les différents problèmes de la signalisation ferroviaire.

L'automatisme et le chemin de fer de l'avenir.

Les circuits de voie dont la description est donnée ici ne concernent que du matériel expérimenté depuis de longs mois et ayant fait au cours du temps la preuve de son bon fonctionnement. D'autres systèmes plus récents sont actuellement en cours d'essai, dont certains répondent à des formules nouvelles et ils viendront sans doute par la suite enrichir encore l'arsenal des solutions ingénieuses et modernes apportées à ce problème fondamental du transport ferroviaire et de la sécurité.

Il n'est pas douteux que la mise en œuvre des transistrons, seulement amorcée à l'heure actuelle, viendra favoriser le développement des circuits de voie électroniques : que ceux-ci soient à fréquences sélectionnées, ou à impulsions, l'intérêt est évident d'employer des transistrons, encore que les tubes électroniques utilisés dans les montages décrits ci-dessus assurent d'excellentes performances et procurent un service pratiquement irréprochable.

Les avantages à attendre des transistrons sont surtout les suivants : ils procureront une nouvelle réduction dans la consommation des circuits de voie ; leur durée de vie sera sans doute très élevée ; au lieu de nécessiter des tensions d'anode de 200 ou 300 volts, les circuits de voie pourront fonctionner avec des sources d'alimentation à tension réduite : 8 volts dans de nombreux cas. On pourra ainsi prendre les piles comme source des circuits de voie électroniques, dans les mêmes conditions qu'actuellement pour les circuits de voie à courant continu, en des points où il n'existe pas de branchement au secteur.

Les indications précédentes ont montré que les circuits de voie électroniques procurent des moyens plus complets et plus économiques que les montages traditionnels en matière de block automatique. Ces montages donnent aussi des possibilités nouvelles pour opérer la télécommande des itinéraires sur une section de ligne. Dans les réalisations antérieures, on avait effectué des commandes centralisées sous l'une des deux formes suivantes : sur Houilles-Sartrouville, (1933), on a télécommandé individuellement depuis la gare Saint-Lazare les aiguilles et les signaux intervenant dans les différents mouvements. Sur Blaizy-Dijon (1949), on a, pour la première fois, réalisé la télécommande des itinéraires, une pression sur le bouton d'itinéraire suffisant à cet effet ; en outre, aussitôt après avoir passé cette commande, on peut enregistrer à l'avance celle de l'itinéraire suivant, lequel se tracera automatiquement, dès que le train attendu aura franchi l'itinéraire préparé pour lui.

Les commandes centralisées électroniques que prépare la S. N. C. F., donneront au régulateur des trains un certain nombre de facilités supplémentaires. Lorsqu'il s'agira de lignes où les circulations se conforment très strictement à l'horaire, un combinateur électronique, jouant véritablement le rôle de pilote automatique, préparera, en fonction de l'heure, les itinéraires à emprunter par les circulations. Sur les lignes où les trains n'observent l'horaire qu'avec une certaine élasticité, d'autres dispositions pourront intervenir, qui permettront au régulateur de préparer à l'avance la commande des itinéraires pour un certain laps de temps : celui pendant lequel il est effectivement en mesure de fixer à l'avance le cheminement des circulations.

Tracer au moment voulu les itinéraires convenables, représente une partie du programme nécessité par l'introduction de l'automatisme dans l'exploitation du chemin de fer. L'autre partie concerne le contrôle de la manière dont les trains se conforment aux signaux mis en œuvre par les cerveaux électroniques du régulateur. Il est possible, au moyen de dispositifs mesurant la vitesse des convois, en des points judicieusement choisis, de vérifier le respect des signaux par les trains et, le cas échéant, de provoquer le freinage des convois, si leur vitesse tend à dépasser celle prescrite par les signaux. On peut d'ailleurs, surtout en traction électrique, aller plus loin encore dans la voie de l'automatisme et faire agir les robots non seulement pour ralentir les trains circulant trop vite, mais aussi pour remettre en marche et accélérer les circulations, dès que rien ne s'oppose à l'augmentation de leur vitesse. Cette extension de l'automatisme — dont une première réalisation a été faite le 18 avril 1955 sur la ligne Paris-Le Mans — pose de multiples problèmes, dont ceux relatifs au matériel roulant (caractéristiques des freins notamment) nécessitent de longs délais et des travaux étendus avant de pouvoir être résolus sur une grande échelle.

Cependant et malgré les difficultés inévitables à surmonter, les applications de l'automatisme au chemin de fer vont se multiplier dans l'avenir. D'une part, elles apportent un accroissement de

sécurité, grâce à la régularité de fonctionnement procurée par ces installations. D'autre part, elles assurent d'importantes économies, puisqu'il devient possible de faire face au même trafic avec moins de voies, en confiant à un personnel réduit des tâches moins pénibles.

Le circuit de voie représente, on l'a vu, un instrument de choix au service de l'automatisme — et il n'est pas douteux que de nouveaux progrès interviendront encore, grâce aux possibilités sans cesse accrues procurées par la technique industrielle. (Les systèmes les plus récents actuellement à l'étude ou en essai, laissent encore espérer une marge appréciable de perfectionnement). Au surplus, bien que le circuit de voie soit actuellement le plus parfait des systèmes de l'espèce, il est possible que dans l'avenir, au moins sur certaines lignes et pour certaines conditions d'exploitation, des dispositifs tout à fait différents voient le jour, qui n'utilisent pas les files de rail comme conducteurs de courant. Diverses formules généralement suggérées par l'électronique laissent penser que des solutions de cet ordre seront peut être mises au point par la suite.

Quoi qu'il en soit, le circuit de voie, surtout avec les récents perfectionnements électroniques dont les ont pourvus des ingénieurs français, a atteint un haut degré de perfection ; il est encore appelé à recevoir d'importants développements au service de la sécurité du transport ferroviaire.

LA GARE DE LAMOUILLY
PROTOTYPE DE POSTE PRESSE-BOUTON
A CIRCUITS DE VOIE ÉLECTRONIQUES

PAR

M. DUBOUDIN

Ingénieur Principal à la S. N. C. F.

ET

M. TROGNEUX

Ingénieur à la S. N. C. F.

PREMIÈRE PARTIE

DESCRIPTION SOMMAIRE DE LA GARE DE LAMOUILLY ET DE SES INSTALLATIONS

Généralités.

La gare de Lamouilly est située sur la ligne de Paris à Longwy. Elle se trouve sur la grande artère électrifiée à courant monophasé 25 000 volts 50 Hz qui relie les charbonnages du Nord aux mines de fer de Lorraine. Cette gare comporte en particulier une voie (voie 1 bis) qui sert à garer des circulations, l'aiguille d'entrée étant commandée électriquement et l'aiguille de sortie pouvant être prise en talon et revenant automatiquement en position normale sous l'action d'un ressort (la fig. 1 montre les dispositions générales de cette gare).

qui lui étaient confiés. Ce poste étant d'un type ancien et devant être remanié à l'occasion de l'électrification, il apparut, après établissement d'un bilan économique, qu'il y avait intérêt à le remplacer par un poste « presse-bouton », entièrement électrique : ce poste, pour une telle installation, se réduit à un pupitre de petites dimensions, placé sur la table d'un agent de gare, lequel assure lui-même les mouvements utiles, les manœuvres à exécuter étant réduites au minimum. Une telle formule procure une notable économie de personnel et en outre une très grande souplesse pour l'exploitation de la gare. Les voies de celle-ci — comme celles de l'artère électrifiée sur laquelle elle se trouve — sont équipées en block automatique, lequel assure sans intervention humaine la protection des circulations se suivant sur les voies. Le rôle des postes — et notamment du poste presse-bouton de Lamouilly — consiste essentiellement à assurer les change-

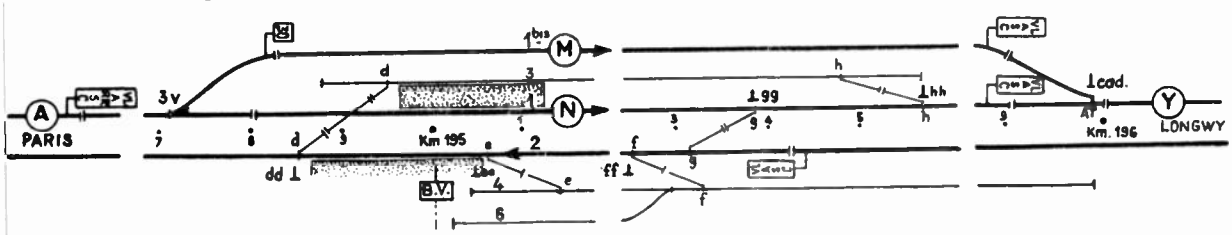


FIG. 1. — Gare de Lamouilly.
⊥ : levier de manœuvre sur place enclenché par serrures d'enclenchement « *S* ».
A T : aiguille talonnable sans renversement.
⊥ cad : levier de manœuvre cadenassé par serrure d'enclenchement « *S* ».
3v/ aiguille verrouillée commandée électriquement du P.R.S.
Itinéraires commandés par le P.R.S. installé au B.V. : A-M, A-N, N-Y, M-Y.

Les aiguillages et les signaux de la gare étaient naguère manœuvrés à partir d'un poste à commande mécanique, dans lequel l'aiguilleur devait entraîner au moyen de fils ou de tringles d'acier les appareils

ments d'itinéraires voulus au passage des trains sur les aiguilles. Quand les trains qui se succèdent empruntent le même itinéraire et franchissent l'aiguille dans la même direction, le block automatique

joue son rôle. Aucune intervention humaine n'est nécessaire. A cet effet, au moyen d'une action sur le bouton d'itinéraires correspondant, on commande cet itinéraire au « tracé permanent ». Lorsqu'il sera nécessaire de changer d'itinéraire, on réalisera ce qu'on appelle la « destruction automatique » de l'itinéraire précédemment commandé au tracé permanent.

La nature du trafic est telle que la plupart des trains traversent la gare de Lamouilly sans s'y arrêter. Ils franchissent l'aiguille de garage pour la direction « voie directe ». De temps en temps, un train doit être garé et pour lui, l'aiguille doit être disposée pour la direction « voie déviée ».

Pour simplifier le travail de l'agent de la gare, celui-ci a à sa disposition la possibilité suivante : avant que le dernier train de la série de ceux qui empruntent la voie directe ne soit passé, il commande l'itinéraire voie directe en destruction automatique (tandis qu'elle était commandée au tracé permanent). Aussitôt après, il peut commander à l'enregistrement l'itinéraire de la voie déviée. Il a même la faculté de commander immédiatement après, au surenregistrement pour le tracé permanent, l'itinéraire de voie directe.

Que se passe-t-il alors sur le terrain ? Le dernier train de la série voie directe, en franchissant l'itinéraire, fermera automatiquement les signaux de protection de l'aiguille. Celle-ci automatiquement changera de position derrière le train. L'itinéraire donnant accès au garage se tracera automatiquement et le train attendu ira se placer sur la voie de garage. Automatiquement, les signaux de protection de l'aiguille se fermeront et automatiquement l'itinéraire de voie directe se reformera au tracé permanent, pour accueillir les trains de la série suivante.

Une telle facilité d'exécution des mouvements allège considérablement la tâche de l'agent de la gare, qui ne se trouve occupé que pendant de courts intervalles, pour commander la circulation des trains.

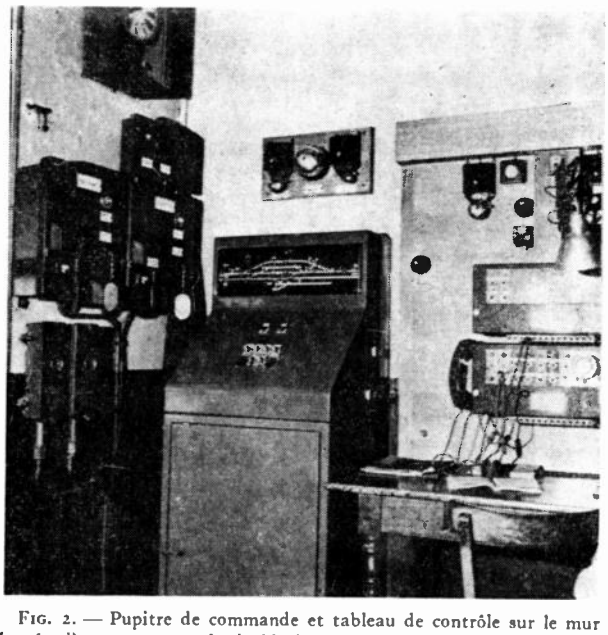


FIG. 2. — Pupitre de commande et tableau de contrôle sur le mur : (au fond) serrure centrale de block automatique (au 1er plan) serrure électrique d'enclenchement surmontant les transmetteurs électriques de clés.

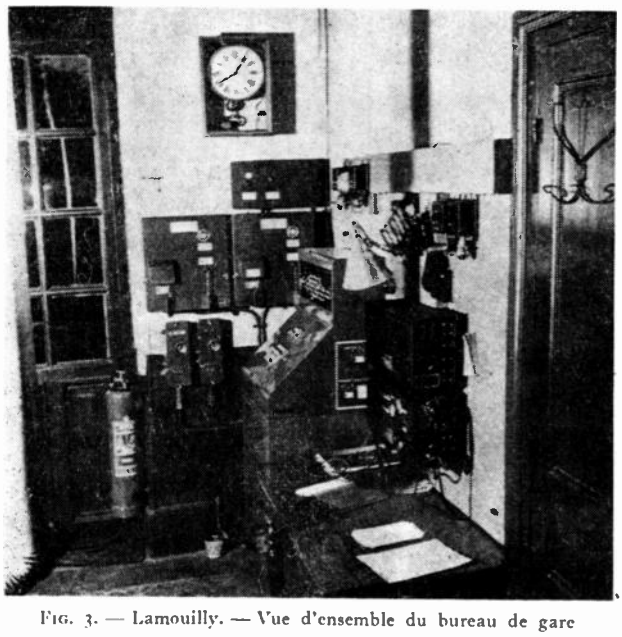


FIG. 3. — Lamouilly. — Vue d'ensemble du bureau de gare

La desserte locale des voies de gare s'exécute dans des conditions absolues de sécurité par autorisations de manœuvre. Ces autorisations présentent la particularité d'être automatiques, c'est-à-dire qu'elles sont accordées en permanence si aucun itinéraire incompatible avec la manœuvre à effectuer n'est commandé par le poste. Dans le cas où un itinéraire incompatible du poste est en cours, l'autorisation pourra être prise immédiatement à la destruction dudit itinéraire.

Les clés d'enclenchements nécessaires pour la manœuvre sur place des aiguilles donnant accès aux voies de service sont retirées d'une serrure électrique d'enclenchement et d'une serrure centrale de block automatique, ou de cette dernière seulement, suivant que les mouvements de manœuvre intéressent les deux voies principales ou la voie paire. Pendant tout le temps où les clés sont absentes des serrures (électrique ou centrale), le poste ne peut pas former d'itinéraire incompatible avec les mouvements de manœuvre autorisés.

Le meuble de commande du poste.

Le meuble de commande du poste se présente sous la forme d'un pupitre. Il est installé dans le bureau du téléphone de la gare, adossé au mur et à proximité des appareils téléphoniques (voir fig. 2 et 3).

Groupés sur une platine de 8 cases, 6 boutons, non stabilisés, de commande des itinéraires — dont deux pour la mise au tracé permanent des itinéraires de la voie principale impaire — sont disposés sur le plan incliné du pupitre. Deux commutateurs libres de fermeture des signaux se trouvent sur ce même plan et permettent d'obtenir une fermeture immédiate du ou des signaux en cas de nécessité, même si l'itinéraire a été formé et la circulation engagée sur la zone d'approche. L'itinéraire ne se détruira pas pour autant, certaines conditions de temps étant nécessaires après le geste de destruction manuelle.

Surmontant verticalement le pupitre, un tableau de contrôle optique de dimensions réduites, reproduit le tracé des voies de la gare et les signaux. Ce tableau, à éclairage permanent, répète ponctuellement les zones isolées, les contrôles d'aiguilles, les signaux, les voyants divers : annonce, zone d'approche, etc...

Grâce aux indications répétées par ce tableau de contrôle l'agent de la gare peut se rendre compte instantanément de l'état d'occupation des voies et repérer l'emplacement d'un train pour un mouvement en cours d'exécution.

Sur la face latérale droite du meuble sont également disposés les commutateurs à utilisation contrôlée d'annulation des zones de transit. L'un de ces commutateurs permet une annulation directe, l'agent de la gare devant, dans ce cas, s'assurer que la zone en dérangement est libre ; l'autre permet l'envoi d'une autorisation pour annuler sur place la zone éloignée en dérangement. Dans ce deuxième cas l'annulation se fait à pied d'œuvre, après reconnaissance des lieux, par un agent de train, ou autre personnel de gare, à l'aide du dispositif spécial installé sur le mât d'un signal. Ces annulations sont signalées également sur le tableau de contrôle par l'allumage d'un voyant spécial.

Commande des itinéraires.

Pour commander un itinéraire il suffit à l'agent d'exploitation d'exercer une pression sur le bouton correspondant.

Pour tracer en destruction automatique un itinéraire précédemment établi au tracé permanent, une simple traction du bouton du tracé permanent est suffisante.

Un itinéraire établi en destruction automatique se détruit sans intervention du personnel de gare après attaques de la première zone isolée qui suit le signal origine de l'itinéraire et de la pédale électromécanique, installée à 30 m environ en aval du premier joint de transit, suivie de la libération par la circulation de cette même zone isolée.

La destruction manuelle s'obtient par traction du bouton de commande en destruction automatique. Cette destruction a un effet immédiat, sauf si la zone d'approche est déjà occupée. Dans ce cas, la destruction n'aura d'effet qu'après un délai calculé en fonction de la vitesse maximum autorisée sur la ligne et du profil de celle-ci, permettant ainsi l'arrêt du convoi avant qu'il ne soit possible de changer d'itinéraire. Préalablement au geste de destruction, l'agent de gare doit fermer le signal origine de l'itinéraire accordé et détruire tout itinéraire enregistré s'il y en a un de commandé.

L'agent d'exploitation est renseigné sur la formation ou sur l'enregistrement d'un itinéraire par le voyant de bouton de table. Celui-ci clignote pendant la formation de l'itinéraire commandé ou pendant la période d'enregistrement. Ce voyant passe au fixe lorsque tous les contrôles des organes intervenant dans l'itinéraire ont obéi, ce qui se traduit par l'ouverture du signal origine d'itinéraire. Au tableau de contrôle, le voyant de signal passe alors du rouge au vert.

En cas de discordance entre la position d'une aiguille et son organe de commande l'agent de la gare en est averti par une sonnerie qui tinte si cette discordance est supérieure à 5 s — temps normalement nécessaire pour la translation des aiguilles commandées électriquement, ou le retour en position normale de l'aiguille talonnable.

Campagne.

a) Commande des aiguilles.

La commande de l'aiguille en pointe permettant l'accès sur la voie 1 bis est du type classique de commande directe.

b) Circuits de voie.

Aucune installation industrielle importante susceptible de perturber par courants vagabonds les installations de signalisation se trouvant sur le parcours Avesnes-Montmédy, ce tronçon a été équipé en block automatique lumineux avec circuits de voie à courant continu isolés sur une seule file de rails.

La gare de Lamouilly, située sur ce tronçon, ne pouvait pas être munie de circuits de voie de cette sorte, ceux-ci n'étant pas admis en principe dans les postes du type P. R. S. avec enregistrement installés sur lignes électrifiées à courant alternatif 25 000 V-50 Hz.

La solution classique eut donc été d'équiper les zones isolées de cette gare en circuits de voie alimentés en 83 Hz. Cette hypothèse entraînait des dépenses hors de proportion avec l'importance du poste. En effet, pour alimenter les circuits de voie en 83 Hz, deux alternatives se présentaient :

— l'une de créer une sous-station pour fournir du courant électrique de cette fréquence ;

— l'autre d'alimenter en 83 Hz les circuits de voie en reliant les installations de Lamouilly à la sous-station de Montmédy équipée en conséquence, ce qui obligeait la S. N. C. F. à dérouler sur près de 17 km un feeder spécial 3 200 V.

C'est alors que les services techniques de la S. N. C. F. ont décidé de faire une première application d'un type nouveau de circuit de voie électronique, plus communément désigné sous le vocable 1 000 Hz, dont les essais se poursuivaient très favorablement.

L'appareillage nécessité par ce circuit de voie ne soulève aucune sujétion spéciale d'alimentation : l'émetteur et le récepteur étant alimentés, ensemble ou séparément, en courant alternatif monophasé 115 V-50 Hz, c'est-à-dire, en fait, par le secteur local E. D. F.

Pour pallier toute défaillance du secteur, une commutatrice excitée par une batterie de 24 V-200 Ah, alimentée par transfo-redresseur, fournit le courant 115 V nécessaire au fonctionnement

normal de l'émetteur et du récepteur, immédiatement à la chute du relais de transfert.

La fig. 4 montre l'intérieur d'une guérite où est disposé en campagne, le matériel nécessaire au fonctionnement de l'installation.

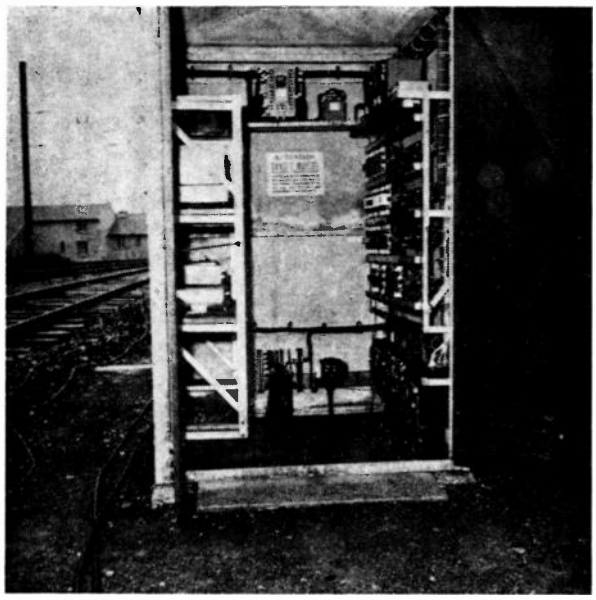


FIG. 4. — Vue intérieure d'une guérite de signalisation.

Cette première application a d'ailleurs permis de mettre au point une variante intéressante de cette formule d'alimentation, en utilisant toujours le courant secteur, mais en reportant le secours à la prise de ce courant secteur pouvant alimenter par feeders BT plusieurs circuits de voie 1 000 Hz.

La mise en service, le 27 avril 1954, du P. R. S. doté des derniers perfectionnements du moment et la généralisation du circuit de voie électronique qui ouvre de nouveaux horizons dans le domaine de l'automation ont fait de la gare de Lamouilly le prototype de la gare moderne.

DEUXIÈME PARTIE

APPLICATION DE CIRCUITS DE VOIE ÉLECTRONIQUES A UN POSTE ÉLECTRIQUE DE SIGNALISATION

Introduction.

La gare de Lamouilly a été équipée à l'occasion de l'électrification en courant monophasé à fréquence industrielle, de circuits de voie à fréquence musicale (1 000 Hz pulsé à 25 Hz) dont le principe a été exposé précédemment.

Sept circuits de cette nature, dont la longueur varie de 50 m à 1 600 m ont été installés et mis en service le 27 avril 1954.

L'exposé qui suit montre les conditions particulières que doit remplir un schéma d'installation de sécurité. Il précise les performances que les éléments constitutifs d'un tel schéma doivent atteindre. Il se termine par la présentation du matériel et la description des modalités de sa mise en œuvre sur le terrain.

Elaboration d'un schéma d'installation de sécurité.

La mise au point des circuits destinés à réaliser une installation de signalisation présente, en plus des difficultés techniques habituellement rencontrées dans l'élaboration des schémas, une condition impérative propre à toutes les installations de sécurité : la disposition des différents éléments constituant les circuits est telle que la rupture ou la mise en court-circuit de l'un quelconque de ceux-ci doit impérativement se traduire par la désexcitation du relais de voie, donc par la mise à l'arrêt du signal intéressé.

Il en résulte, particulièrement en électronique, où d'une part, la complexité des circuits et d'autre part l'emploi de pièces détachées telles que des condensateurs, sont de pratique courante, une limitation très sévère des schémas utilisables.

De nombreuses solutions, qui permettent des réalisations fonctionnant parfaitement et dont les schémas sont considérés comme normaux pour des applications radioélectriques, ne peuvent être retenues pour des installations de sécurité ferroviaires.

L'originalité et la simplicité du schéma mis au point pour le circuit de voie 1 000 Hz est remarquable à ce point de vue.

La mise hors service accidentelle d'un élément quelconque utilisé ne peut se traduire que par la chute du relais de voie.

Choix des pièces détachées.

Bien que la mise hors service d'un élément quelconque du schéma ne puisse avoir de répercussion dangereuse pour la sécurité, il n'en résulte pas moins que la régularité de l'exploitation exige que les arrêts de circulation pour dérangement soient réduits autant qu'il est possible.

Le choix des pièces détachées, la fabrication des bobinages et autres organes, doivent donc être très sévèrement étudiés. Cet appareillage est construit pour assurer un fonctionnement correct dans toutes les circonstances qui peuvent normalement se présenter sur des installations placées à l'extérieur, et doit notamment conserver ses caractéristiques dans les limites prescrites pour des variations de température de -20° à $+60^{\circ}$ C.

Choix du tube électronique.

La conception du schéma est basée sur l'utilisation d'une pentode à chauffage indirect.

Les conditions peu favorables de la propagation de courant à 1 000 Hz dans la voie, et la longueur des circuits de voie à équiper (jusqu'à 2 000 m)

exigent le choix d'un tube d'une puissance relativement importante.

Il est également indispensable de disposer d'un type de tube dont les caractéristiques soient aussi homogènes que possible d'un exemplaire à l'autre. De plus, sa durée de vie doit atteindre un nombre d'heures minimum déterminé aussi élevé que possible, afin d'obtenir une exploitation exempte d'incident et d'un prix de revient convenable.

Ce sont les raisons pour lesquelles le choix s'est arrêté sur la catégorie des tubes dits « à longue durée de vie » utilisés sur les répéteurs téléphoniques des câbles à grande distance, catégorie dans laquelle seule le tube P.T.T. 203 répond aux caractéristiques imposées.

Ces tubes à longue durée de vie ont été minutieusement mis au point par les constructeurs en collaboration avec l'administration des P. T. T.

Leur utilisation sur les répéteurs téléphoniques a montré que la durée de garantie est toujours très largement dépassée.

C'est d'ailleurs pourquoi les spécifications P.T.T. définissent, pour chaque type de tube, deux durées de vie :

— une première durée de vie approximative qui constitue une présomption basée sur des résultats d'études, dite « durée présumée » ;

— une deuxième durée de vie, moyenne arithmétique garantie par le constructeur pour un lot comportant un nombre de tubes déterminé, dite « durée contractuelle ».

En pratique, sur les répéteurs téléphoniques, les durées présumées sont couramment le double des durées contractuelles.

Sur des tubes de type ancien, parfaitement mis au point, on a même constaté des durées de vie atteignant quatre fois la durée contractuelle.

Fonctionnement du tube.

Bien que le courant de crête débité par l'émetteur dépasse sensiblement le courant nominal d'anode, le courant moyen débité reste inférieur à ce dernier et l'expérience montre que la durée de vie pratique du tube dépasse la durée garantie de 4 000 heures.

Quant au récepteur, son tube, identique à celui de l'émetteur, fonctionne très en dessous de ses caractéristiques nominales et sa durée de vie réelle dépassera, comme il en est d'ailleurs sur les répéteurs téléphoniques, très largement la durée garantie.

Les tubes mis en service sont l'objet de mesures périodiques qui permettent de suivre leur comportement dans le temps.

L'étude statistique de ces résultats de mesure permettra de déterminer les cycles de remplacement des tubes sur l'émetteur et le récepteur.

La courbe représentée sur la fig. 5 montre bien que les tubes émetteurs, utilisés pourtant à la limite

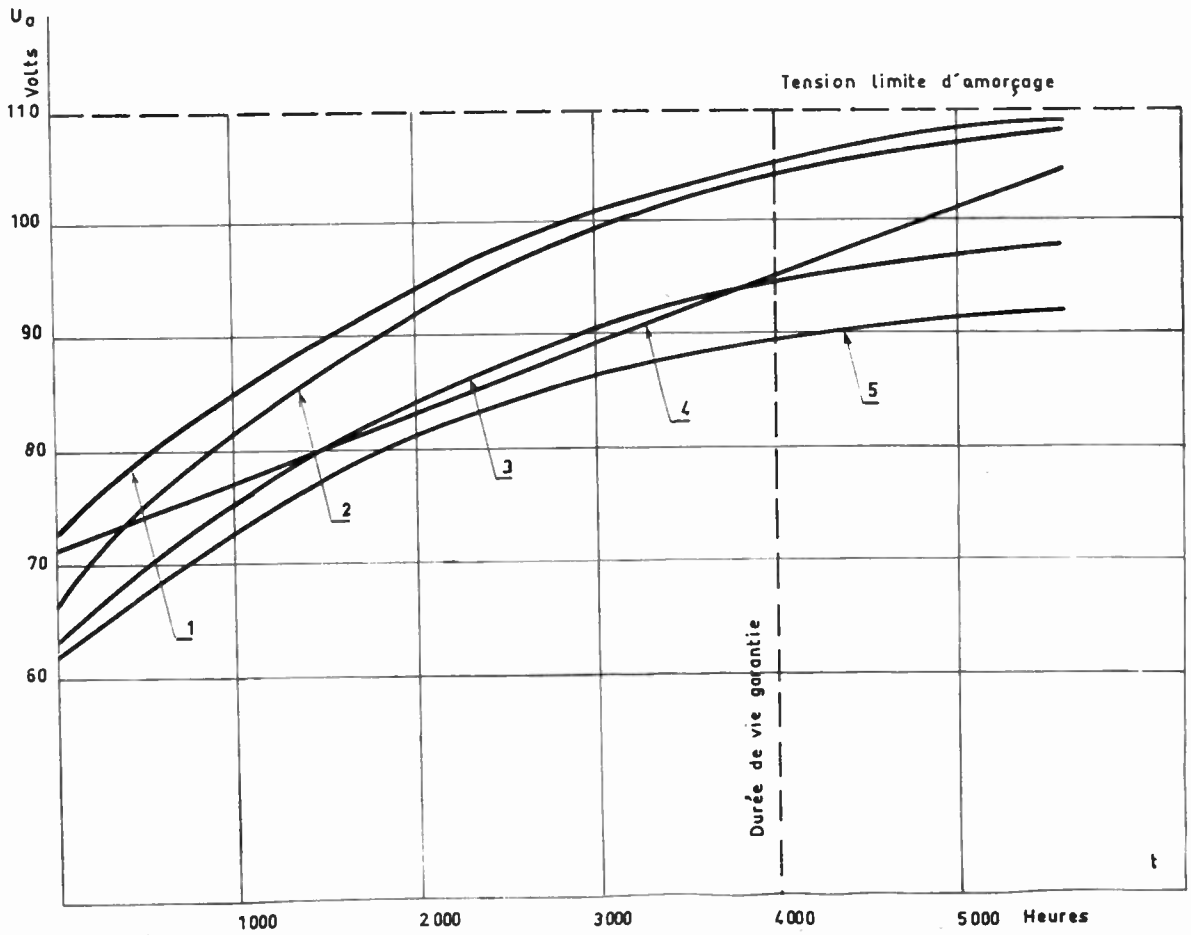


FIG. 5. — Variation de la tension d'amorçage des impulsions de relaxation en fonction du temps $V_a = f(t)$ de 5 des tubes P.T.T. 203 en service.

de leurs caractéristiques, assurent un fonctionnement dépassant 5 000 heures, donc largement la durée de vie garantie.

Les mesures effectuées sur les tubes récepteurs ne permettent pas de déceler encore de signes de vieillissement après la même durée de service.

Description du matériel.

L'examen du schéma détaillé représenté sur la fig. 6 permettra de mieux suivre la description du matériel dont le fonctionnement est succinctement exposé ci-après :

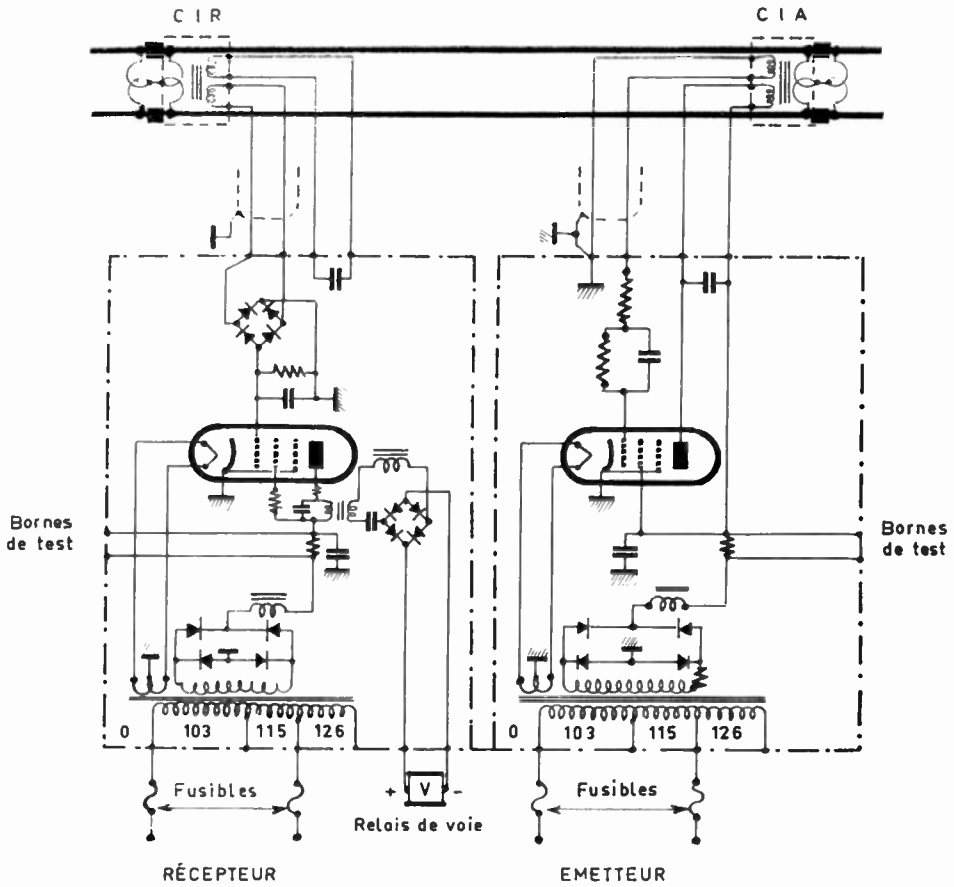


FIG. 6. — Circuit de voie à 1 000 Hz. Schéma de montage

ÉMETTEUR :

Le schéma précité montre la simplicité des circuits utilisés :

Une pentode fonctionne en oscillateur bloqué avec couplage des circuits de grille et d'anode par les 2 enroulements « fil fin » de la connexion inductive jouant le rôle de transformateur. Cet oscillateur est accordé sur la fréquence 1 000 Hz.

Dans le circuit grille est intercalé un système à constante de temps approprié pour entretenir des oscillations de relaxation à basse fréquence (pulsations).

La cadence de ces pulsations est de 25 Hz.

De la composition de l'oscillation sinusoïdale porteuse à 1 000 Hz et de celle de relaxation résulte le courant de signalisation pulsé qui est transmis à la voie par le couplage de l'enroulement d'anode avec l'enroulement « barre » de la connexion inductive.

La pentode de l'émetteur travaille dans des conditions assez sévères. En effet si le courant moyen d'anode, de l'ordre de 0,015 A, ne dépasse pas le courant anodique nominal de ce type de tube qui est de 0,035 A, la valeur de l'intensité de crête des pulsations atteint 0,200 A.

L'émetteur comprend également le transformateur d'alimentation, le redresseur et le filtrage par self et condensateur de la tension anodique.

RÉCEPTEUR :

A la réception, les trains d'oscillations sont reçus sur l'enroulement « barre » de la connexion inductive dont les 2 enroulements « fil fin » sont connectés l'un, à un condensateur d'accord, l'autre à un redresseur qui transforme les trains d'oscillations à 1 000 Hz en pulsations à la cadence de 25 Hz.

Ces pulsations sont amplifiées par une pentode fonctionnant en classe *A* dont le circuit d'anode est accordé sur 25 Hz.

Dans le secondaire du transformateur du circuit d'anode est inséré un filtre passe bas de fréquence de coupure telle que toutes les fréquences supérieures à 25 Hz soient pratiquement bloquées.

Ce filtre est suivi d'un redresseur à cellules montées en pont de Wheatstone aux bornes duquel est branché le relais de voie à courant continu.

La pentode du récepteur travaille dans des conditions nettement moins sévères que celles correspondant à ses caractéristiques nominales.

Le récepteur comporte, comme l'émetteur, son alimentation individuelle.

Présentation du matériel.

Un circuit de voie 1 000 Hz pulsé comprend essentiellement :

1° un émetteur, relié à la voie par une connexion inductive d'alimentation ;

2° un récepteur, relié également à la voie par une connexion inductive de réception ;

3° un dispositif d'alimentation normale et d'alimentation de secours de l'émetteur et du récepteur ;

4° éventuellement un régulateur de tension.

Émetteur et récepteur.

L'émetteur et le récepteur comportent chacun un châssis sensiblement identique, en tôle pliée et soudée, sur lequel sont fixés les différents organes constituant le schéma.

Sur une des faces du châssis sont fixées 6 réglettes à 2 bornes pour les raccordements à la source d'alimentation, à la connexion inductive et au relais de voie.

Ce châssis et son appareillage sont recouverts par un capot également en tôle pliée et soudée.

Dans ce capot est aménagé un alvéole dans lequel apparaît la pentode PTT 203, ce qui en permet le remplacement sans enlever le capot. Cet alvéole est obturé par une tôle protectrice amovible.

Cette disposition mécanique offre l'avantage de réaliser un ensemble homogène, de volume réduit, parfaitement protégé.

Le capot est normalement plombé sur le châssis, seul le tube, sur lequel l'agent d'entretien peut intervenir, reste accessible.

L'ensemble est donc conçu pour être non pas dépanné sur place en cas de dérangement, mais échangé par un ensemble de réserve. Seul le tube, considéré comme une pièce de consommation courante, peut être remplacé.

La fig. 7 qui montre le châssis d'un récepteur, capot enlevé, fait apparaître la simplicité de l'appareil, qui comporte : à la partie postérieure, de gauche à droite :

— le transformateur d'alimentation ;

— les 2 ponts de cellules redresseuses du courant d'alimentation ;

— la self de filtrage ;

— le transformateur de liaison du circuit anodique ;

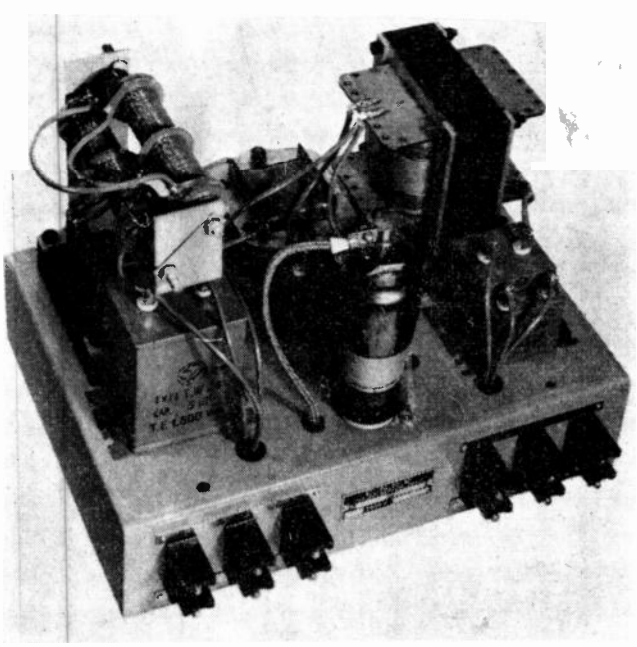


Fig. 7. — Récepteur, capot enlevé

Fig. 8. — Emetteur ou récepteur avec l'alvéole ouvert montrant l'accessibilité du tube.

à la partie antérieure :

- le condensateur de filtrage ;
- la pentode ;
- les condensateurs du filtre à 25 Hz.

Le châssis émetteur comporte un nombre encore plus réduit d'organes, ainsi que le montre le schéma de la fig. 6.

Chacun des blocs émetteur et récepteur comporte l'appareillage nécessaire à la production de la tension alternative de chauffage (18 volts 0,4 A) de la cathode et de la tension continue d'anode (émetteur : 320 volts, récepteur 90 volts).

Cet appareillage, comme le montre le schéma de la fig. 6 comporte un transformateur à 3 enroulements :

— un primaire, à prises à 103, 115 et 126 volts ;
— un secondaire pour le chauffage ;
— un autre secondaire pour la tension anodique.

Le courant fourni par ce dernier enroulement est redressé par des cellules oxymétal montées en pont de Wheatstone.

Ce courant redressé est filtré par une self et un condensateur.

Une résistance étalonnée placée en série dans le circuit anodique permet, par une simple lecture au voltmètre, de mesurer la valeur du courant anodique de la pentode.

La fig. 8 montre un châssis muni de son capot, alvéole de tube ouvert.

La fig. 9 montre le même ensemble en ordre de marche.

L'aspect extérieur de l'émetteur et celui du récepteur sont absolument identiques.

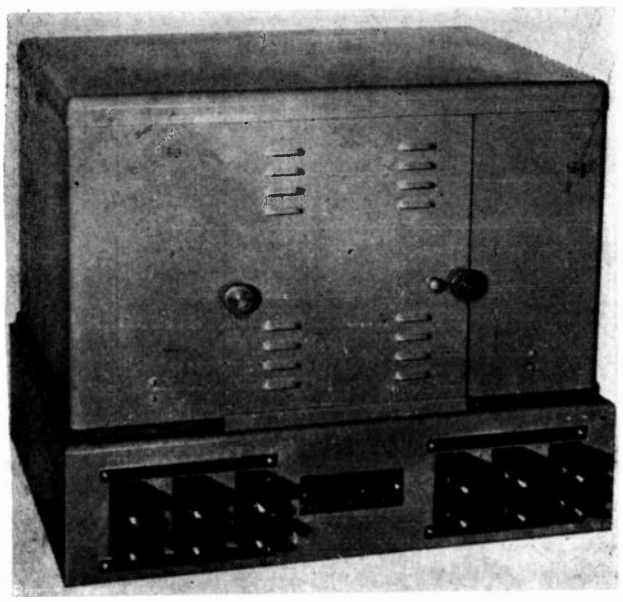


Fig. 9. — Emetteur ou récepteur

Connexion inductive.

La connexion inductive est de dimensions particulièrement réduites par suite, d'une part, de la fréquence relativement élevée du courant de signalisation à transmettre à la voie et, d'autre part, de l'intensité réduite du courant de traction que permet l'alimentation des locomotives à 25 000 volts. Cette connexion est prévue pour un courant permanent de 280 A par demi-enroulement et un courant de pointe de 800 A.

Elle se compose d'une carcasse feuilletée en tôles minces à faibles pertes sur le noyau central de laquelle se trouve bobiné l'enroulement « traction » constitué de 2 × 3 spires en barre de cuivre dont le point milieu est sorti, et les 2 enroulements fil fin, à prises multiples.

Les prises multiples permettent d'obtenir, par des straps judicieusement placés, les 38 rapports de transformation s'échelonnant entre 1 2/3 et 54 nécessaires pour les réglages des circuits de voie de 50 à 2 000 m.

La fig. 10 donne le schéma d'une telle connexion.

Ces bobinages sont montés dans un boîtier en fonte d'aluminium comportant les sorties des connexions de liaison de l'enroulement « barre » à la voie et un presse-étoupe pour le passage du câble de liaison à l'émetteur ou au récepteur suivant le cas.

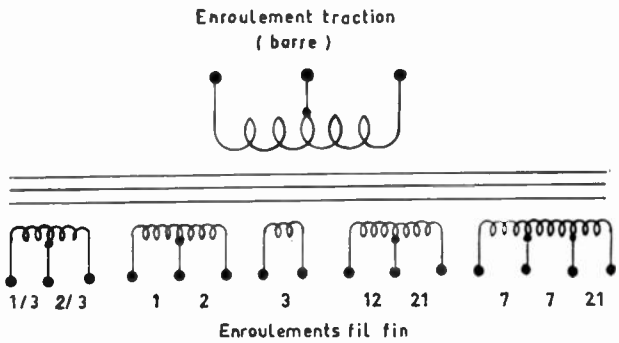


Fig. 10. — Schéma de la connexion inductive 1 000 Hz

A l'intérieur du boîtier sont disposées 2 réglettes comportant les bornes qui permettent de réaliser les combinaisons nécessaires pour obtenir les rapports de transformation convenables et de relier la connexion inductive au boîtier émetteur ou récepteur.

La fig. 11 représente la connexion inductive munie de son couvercle.

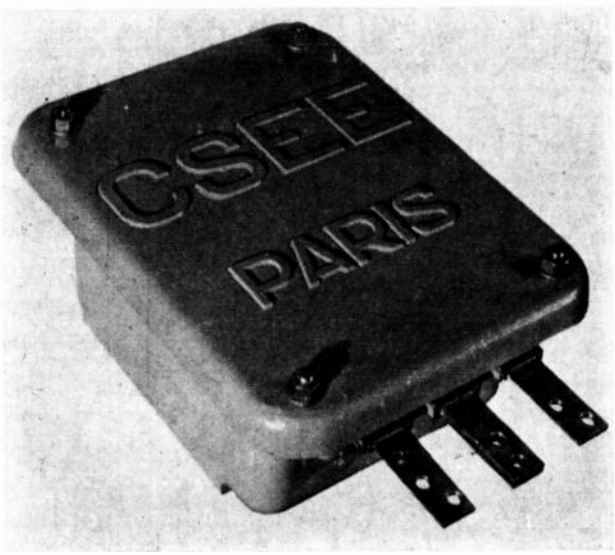


Fig. 11. — Connexion inductive

La fig. 12 montre la connexion inductive ouverte permettant de voir le détail des bobinages et du bornage.

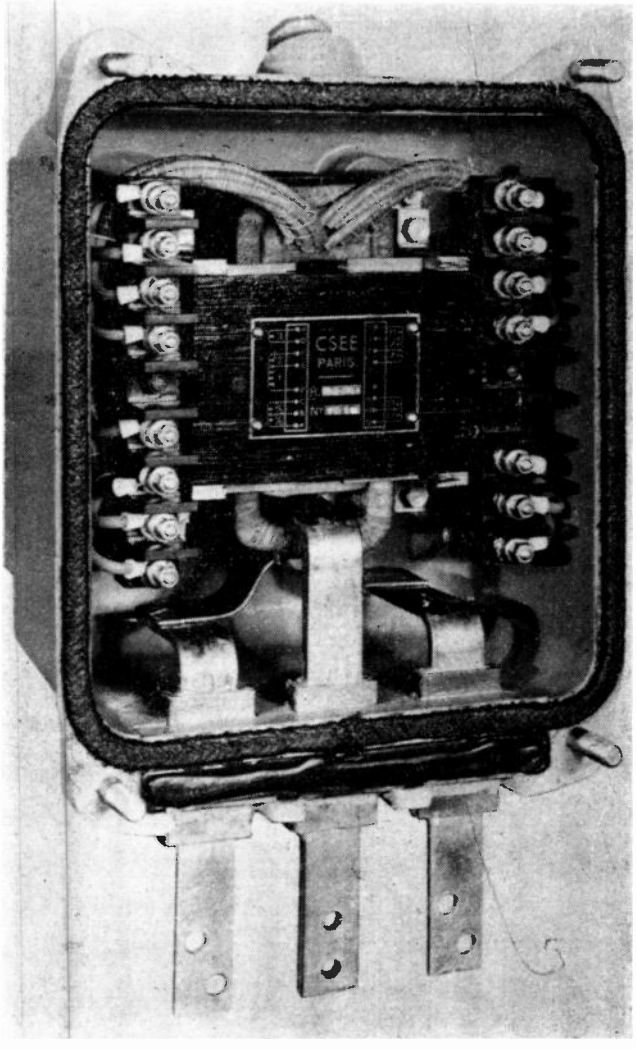


Fig. 12. – Connexion inductive, capot enlevé

Relais de voie.

Le courant de sortie du bloc récepteur étant du courant continu, le relais de voie utilisé sur le circuit de voie à 1 000 Hz pulsé est un relais de construction classique à courant continu à 1 enroulement et à 2 contacts translateurs.

La valeur maximum de l'intensité du courant de compression est de 7,65 mA et la valeur minimum de son courant de chute est de 5,4 mA.

Le mécanisme de ce relais est enfermé dans un carter plombé comme le montre la fig. 13.

L'armature mobile montée sur tourillons est à rappel par gravité et sa course est limitée, en position de travail, par des butées en métal dur non magnétique afin d'éviter le risque de maintien par magnétisme rémanent.

Les contacts de travail ont leur élément fixe constitué par une pastille de carbo-argent afin d'assurer leur insoudabilité en cas de surintensité et par suite d'éviter le maintien intempestif en position haute d'un relais non alimenté.

Fig. 13. Relais de voie

La tension d'essai de rigidité diélectrique est de 3 000 volts 50 Hz entre chacune des bornes et la masse.

Les conditions très sévères imposées pour les caractéristiques des relais doivent être maintenues pour toute température entre – 25° C et + 70° C.

La construction particulièrement soignée de ce matériel et les essais de réception très sévères auxquels il est soumis permettent de considérer de tels relais comme des appareils de sécurité, c'est-à-dire ne présentant pratiquement pas de risque de dérangement pouvant avoir des répercussions contraires à la sécurité.

Alimentation.

Principe.

Etant donné la faible consommation d'énergie électrique des circuits de voie 1 000 Hz (40 VA) le principe de l'alimentation adopté pour les installations de la gare de Lamouilly a été du type individuel pour chaque ensemble « émetteur-récepteur »,

l'émetteur du circuit N étant adjacent au récepteur du circuit $N + 1$.

La fig. 14 représente le schéma d'un tel ensemble.

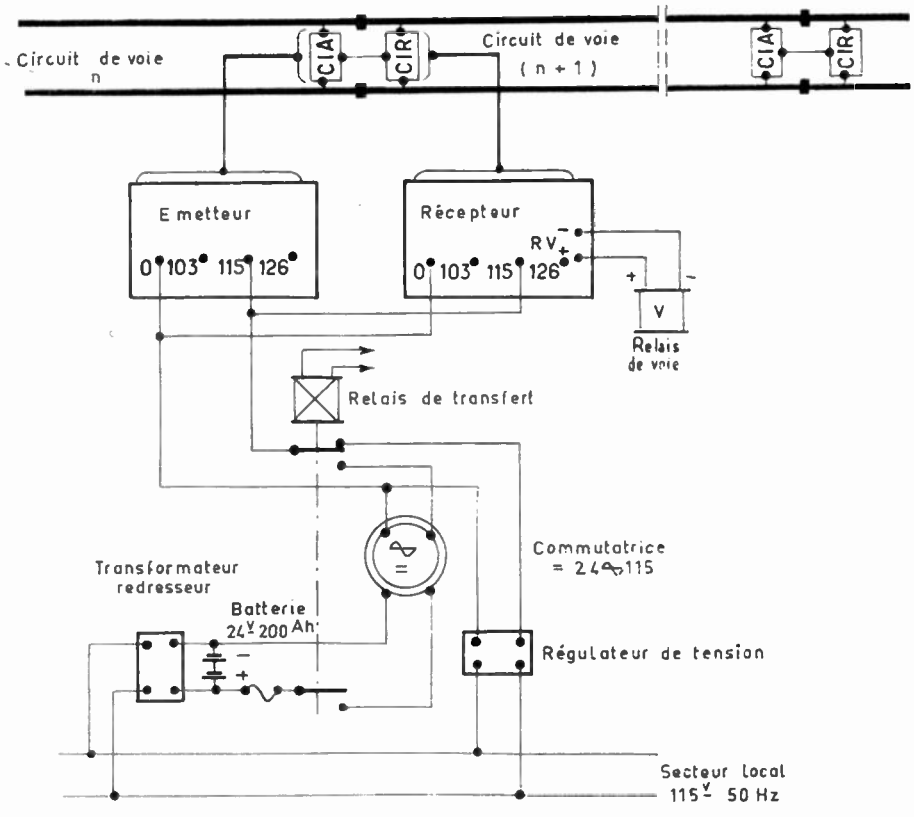


Fig. 14. — Circuit de voie à 1 000 Hz. Schéma de l'alimentation de secours.

Alimentation normale.

L'alimentation normale est assurée directement par le secteur local basse tension.

Toutefois, un tel secteur, dans des localités de faible importance alimentées par des secteurs ruraux ne présente pas toujours une stabilité de tension suffisante pour alimenter les tubes dans les meilleures conditions de durée de vie. Il a donc été nécessaire de prévoir l'insertion de régulateurs de tension.

Ces régulateurs, d'une puissance de 50 VA, utilisent les propriétés de la ferrorésonance et sont munis d'un dispositif compensateur de variation de fréquence.

Ils assurent pour la charge nominale une stabilité de la tension de sortie, de 115 volts, à $\pm$ 3 % près pour des variations de $\pm$ 15 % de la tension nominale d'entrée (également fixée à 115 volts).

Il en est de même en cas de variation de fréquence entre 48 et 51 Hz, si la tension d'entrée reste égale à la tension nominale.

Le rendement de ces régulateurs est très satisfaisant, puisqu'il atteint 60 % malgré leur puissance réduite.

Alimentation de secours.

Cette alimentation a pour but de parer aux défaillances du secteur.

Elle comporte :

1° Une batterie d'accumulateurs de 24 volts composée de 12 éléments de 200 Ah chargés en floating par un redresseur oxymétal alimenté par le secteur local à travers un transformateur approprié ;

2° Une commutatrice qui se trouve connectée sur la batterie 24 volts par la chute d'un relais de transfert normalement excité par le secteur local.

Cette commutatrice absorbe 4,15 Ampères sous 24 volts côté continu et restitue 50 VA sous 115 volts côté alternatif.

Cet ensemble permet, ainsi qu'il a été dit, l'alimentation de l'émetteur d'un circuit de voie et du récepteur du circuit de voie consécutif.

Mise en œuvre du matériel.

La mise en œuvre du matériel qui vient d'être décrit a été l'objet d'une étude très poussée afin de réduire au minimum l'importance des travaux à effectuer sur le terrain.

Dans ce but un châssis spécial a été mis au point. Il peut recevoir tous les organes nécessaires au fonctionnement d'un ensemble émetteur et d'un

récepteur, alimentation de secours comprise (source de courant continu exceptée évidemment).

Ce châssis représenté schématiquement sur la fig. 15 permet le montage en atelier de tous les éléments et leur câblage jusqu'aux réglettes constituant le répartiteur sur lequel sont branchés les câbles extérieurs.

Tous les essais de réception en usine sont donc possibles à partir de ces réglettes.

L'examen de la fig. 15 montre la disposition des différents organes sur ce châssis.

A la partie supérieure du châssis sont placés, de gauche à droite :

— Le relais de voie ;
— Le relais de transfert sur commutatrice ;
— Le régulateur de tension ;

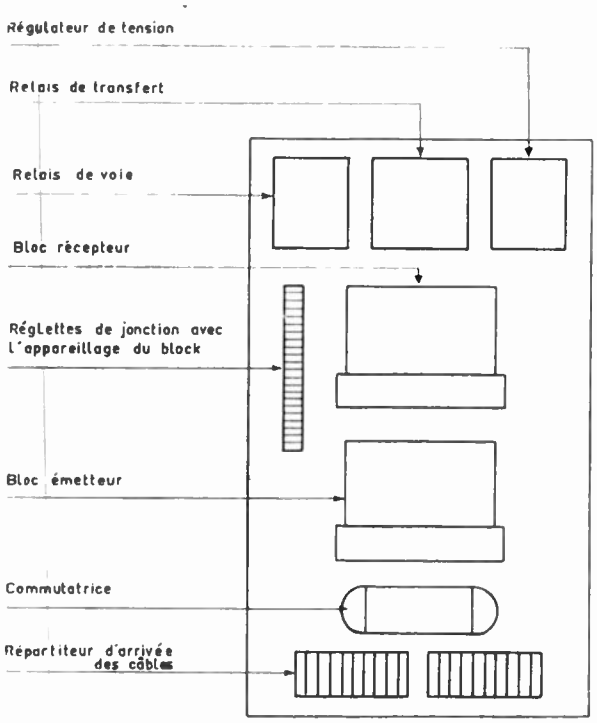


Fig. 15. — Disposition des organes sur le châssis

en dessous, d'abord le bloc récepteur puis le bloc émetteur.

A la partie inférieure se trouve fixée la commutatrice et au-dessous la rangée de réglettes de répartition sur les bornes desquelles sont connectés les câbles de liaisons extérieurs.

Ces châssis sont installés dans des abris implantés le long de la voie.

Ces abris sont de 2 types :

— une armoire métallique en tôle galvanisée permettant de recevoir 1 ou 2 châssis ;
— une guérite, constituée par des panneaux d'amiante ciment montés sur une ossature en fer galvanisé, pouvant recevoir jusqu'à 8 châssis.

La photographie de la fig. 16 représente l'installation d'un châssis en armoire métallique.

La photographie de la fig. 17 montre la disposition de 2 châssis disposés sur une face latérale d'une guérite.

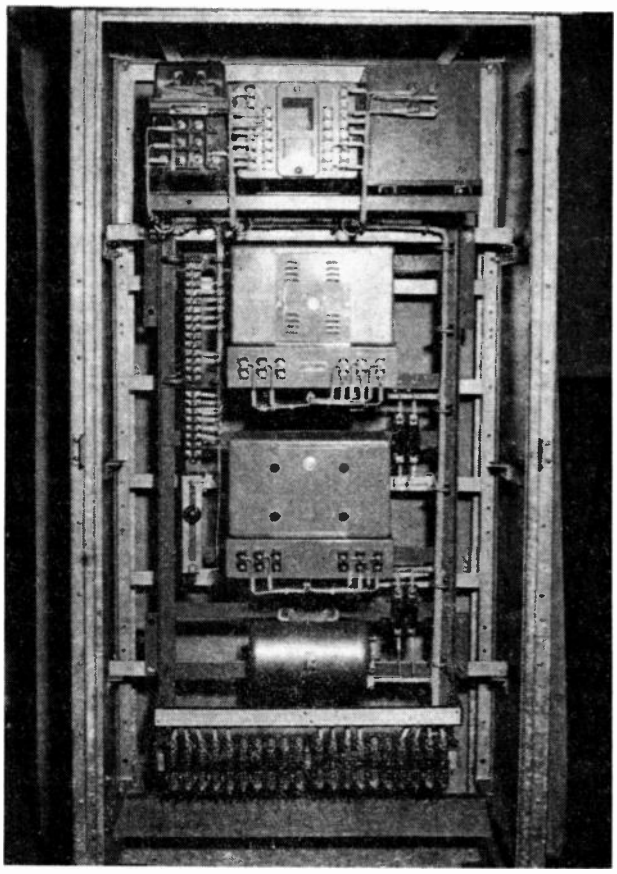


Fig. 16. — Disposition d'un châssis monté dans une armoire.
(photo S.N.C.F.)

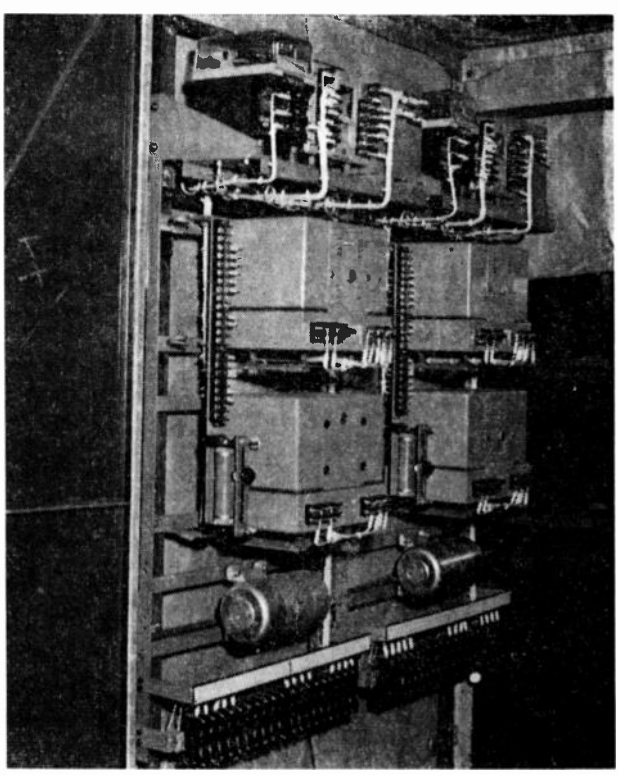


Fig. 17. — Disposition de deux châssis montés dans une guérite.
(Photo S.N.C.F.)

Les travaux préliminaires d'installation sur le terrain consistent à implanter les panneaux lumineux, les armoires ou les guérites, suivant le nombre de circuits de voie à desservir, les connexions inductives, et à poser les câbles de liaison entre ces différents organes.

La préfabrication en atelier poursuivie aussi loin qu'il est possible permet, par la concentration des moyens mis en œuvre, d'obtenir : un matériel particulièrement homogène, un contrôle de fabrication et une réception aisés et rapides.

De plus, les délais d'exécution sont plus faciles

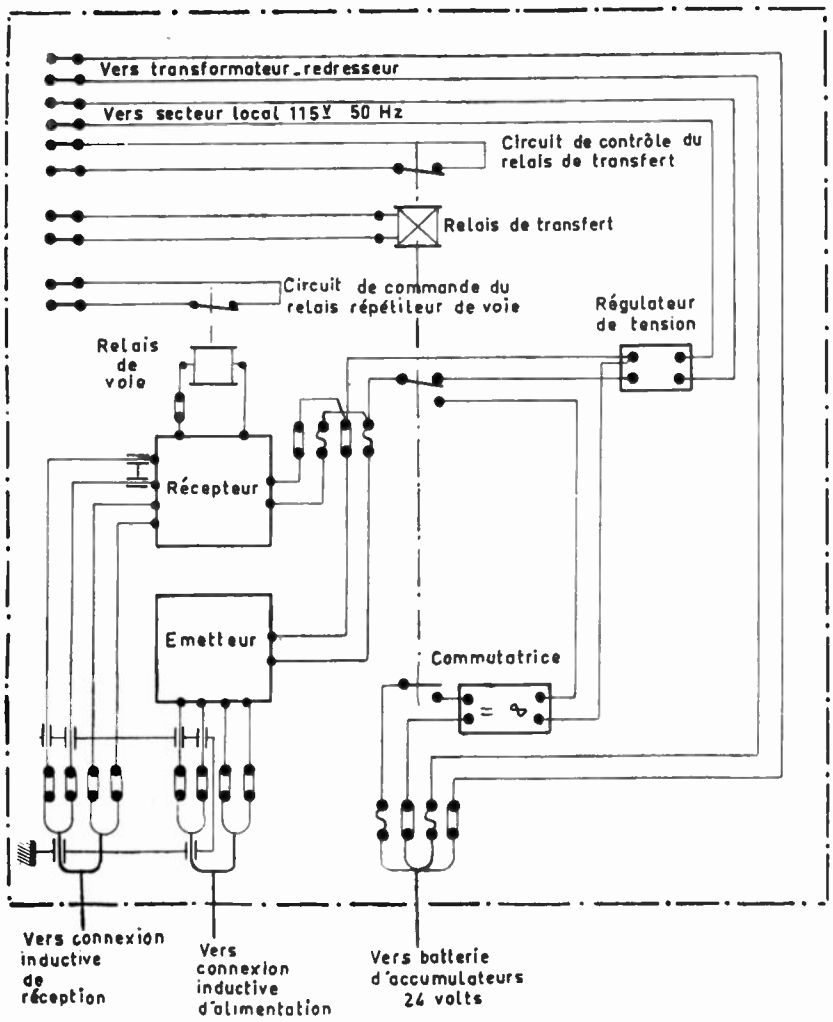


FIG. 18. — Schéma de câblage de châssis

Ces travaux exécutés, il ne reste plus qu'à monter les châssis, terminés et réceptionnés en usine, dans les abris et à raccorder les différents conducteurs des câbles sur les bornes convenables des réglettes des châssis.

La fig. 18 montre la simplicité du câblage d'un ensemble.

à respecter par suite de la réduction de l'importance des travaux d'installations extérieures qui, seuls, restent soumis au risque d'intempéries.

Enfin, les prix de revient se trouvent réduits à la fois par le meilleur rendement que permet le travail en atelier et par la réduction au strict minimum de l'emploi de main-d'œuvre qualifiée en déplacement sur les chantiers.

UN PROBLÈME D'AUTOMATISME DANS L'INDUSTRIE RÉGULATION DU DIAMÈTRE DE CABLES SOUS CAOUTCHOUC

PAR

M. GLEITZ

Ingénieur à la Division Technique
Compagnie Française Thomson-Houston

Plan.

I. — Position du problème et solutions adoptées.
II. — Description de l'équipement réalisé.
III. — Performances obtenues.
IV. — Aperçu sur des améliorations possibles.
IV. — Conclusion.

I. — Position du problème.

L'équipement décrit ci-dessous est destiné à remplacer l'action manuelle d'un ouvrier agissant sur un volant de manière à ramener le diamètre extérieur d'un câble isolé à une tolérance imposée.

A l'origine la disposition des éléments était la suivante (fig. 1). Une boudineuse reçoit d'une part du caoutchouc sous pression, d'autre part du câble ou du fil de cuivre. A la sortie de la boudineuse le fil revêtu de son isolant passe dans un tube chauffé à la vapeur pour être vulcanisé, puis dans des bacs à eau pour être refroidi et s'enroule sur un touret.

Le moteur du touret alimente également en caoutchouc la boudineuse par l'intermédiaire d'un variateur de vitesse entraînant une vis d'Archimède.

En agissant sur le rapport de démultiplication du variateur, il est possible de faire varier le diamètre du fil isolé autour du diamètre nominal.

L'ouvrier muni d'une jauge maxi-mini agit manuellement sur le variateur de façon à maintenir le fil dans les tolérances.

Le problème consiste à traduire sous forme d'une tension électrique les écarts du fil autour de son diamètre nominal et à agir correctement sur le variateur.

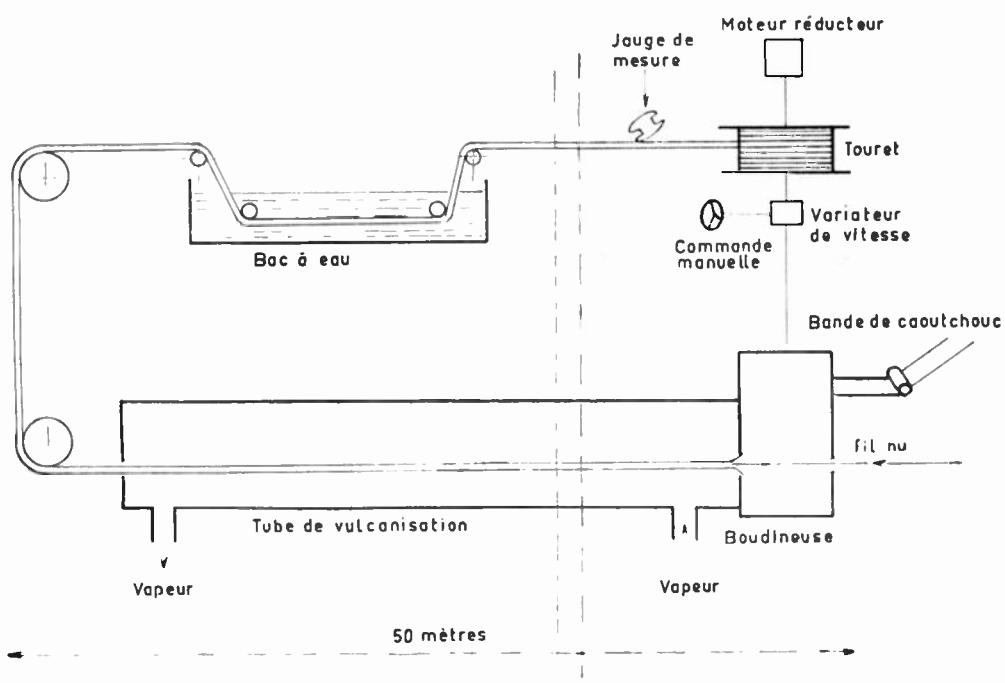


FIG. 1

Les difficultés supplémentaires proviennent du fait que le fil présente de légères irrégularités et que la mesure n'est faite qu'après une longueur de environ 100 m donc avec un retard considérable (1 minute ou plus).

L'hypothèse de base est que, en régime établi, les variations de diamètre dues à des perturbations extérieures soient telles que l'on reste dans les limites de tolérance entre le moment où le fil est fabriqué et celui où il est mesuré.

On a avantage à réduire ce temps au maximum. Le diamètre du fil peut être mesuré soit optiquement à sa sortie de la boudineuse, soit mécaniquement à sa sortie du tube de vulcanisation.

C'est cette dernière solution qui a été retenue, la première mettant en œuvre des transformations trop onéreuses. La disposition des éléments permet également un pilotage manuel amélioré en réduisant de moitié le retard qui existe lorsque le diamètre est mesuré au moyen de la jauge. Les irrégularités du fil ont été éliminées par un filtre passe-bas mécanique qui fonctionne en intégrateur et donne le diamètre moyen.

La différence entre le diamètre mesuré et le diamètre désiré donne en grandeur et en signe l'erreur (fig. 2). Lorsque l'erreur est supérieure à la tolérance, elle agit sur le variateur. Cette action a été retardée d'un temps variable suivant la vitesse du fil et tel que les corrections n'agissent pas sur le fil fabriqué avant qu'il ait été mesuré.

De plus ces corrections sont effectuées pas à pas, chaque pas représentant une fraction de la tolérance.

On obtient ainsi un fonctionnement stable.

II. — Description de l'équipement réalisé.

Le matériel se compose des éléments suivants :

— une plantine mécanique placée à la sortie du tube de vulcanisation et effectuant la mesure du diamètre moyen et le retard de l'erreur ;

— un coffret de régulation comprenant les alimentations, les relais et un galvanomètre dont la déviation est fonction de l'erreur.

La platine mécanique comprend deux parties :

— un ensemble palpeur permettant de mesurer en permanence la valeur et le sens de variation de l'erreur ;

— un système compteur introduisant dans l'erreur le retard existant entre la fabrication et la mesure.

Le palpeur est formé de deux galets mobiles. Un galet peut se déplacer au moyen d'un petit vérin et permet d'ajuster le diamètre moyen. Il est ensuite verrouillé.

L'autre galet se déplace en fonction des écarts autour du diamètre moyen. Le bras portant le galet commande, par l'intermédiaire d'une lame élastique, un amortisseur hydraulique.

La constante de temps de l'intégrateur ainsi constitué peut être ajustée en faisant varier la raideur de la lame élastique et un ajustage de l'amortisseur.

Cette constante de temps est fonction des irrégularités et de la vitesse du fil. Elle peut varier de 0,1 à 30 secondes.

Le déplacement de l'amortisseur est proportionnel en grandeur et signe à l'écart moyen et actionne

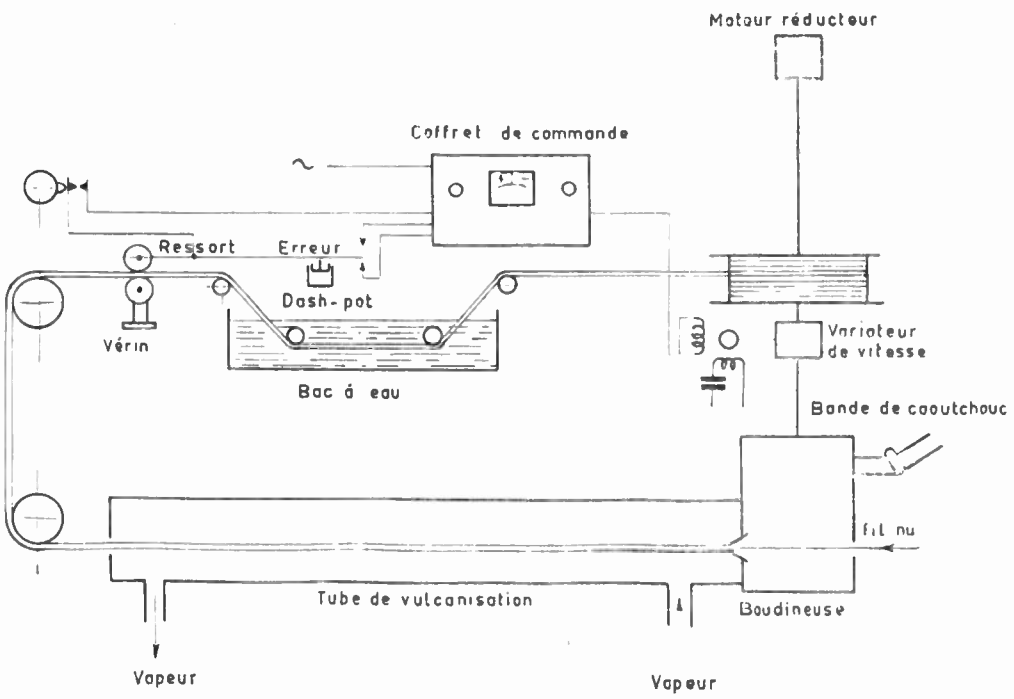


FIG. 2

un micromètre et un contact maxi-mini. Le micromètre permet par l'intermédiaire d'un potentiomètre et d'un galvanomètre de retransmettre à distance l'écart moyen et sert au pilotage manuel et au contrôle (fig. 3). Lorsque une tolérance est dépassée,

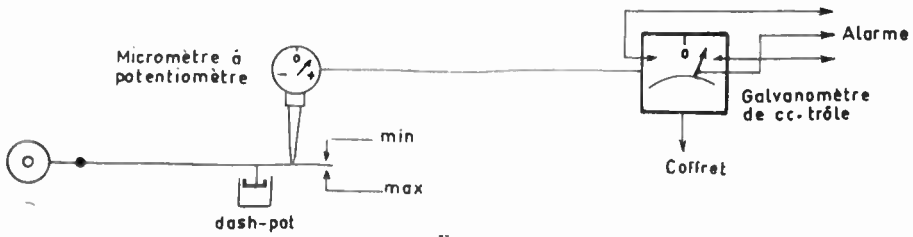


FIG. 3

cet ensemble peut actionner un signal d'alarme. Le contact maxi-mini est réglé pour les tolérances imposées et actionne par l'intermédiaire de relais le servo moteur diphasé du variateur de vitesse.

Un dispositif est intercalé dans ce circuit de façon à faire des corrections pas à pas (fig. 4).

Le temps t_1 est le temps de fermeture de la came C_1 (fig. 2). Ce temps est fonction de la vitesse du fil. Le temps t_2 est indépendant de la vitesse du fi à condition que $t_1 > t_2$. Ce qui est toujours réalisé Le temps t_2 peut être ajusté par l'intermédiaire du rhéostat R_1. Le servo moteur diphasé tourne d'un

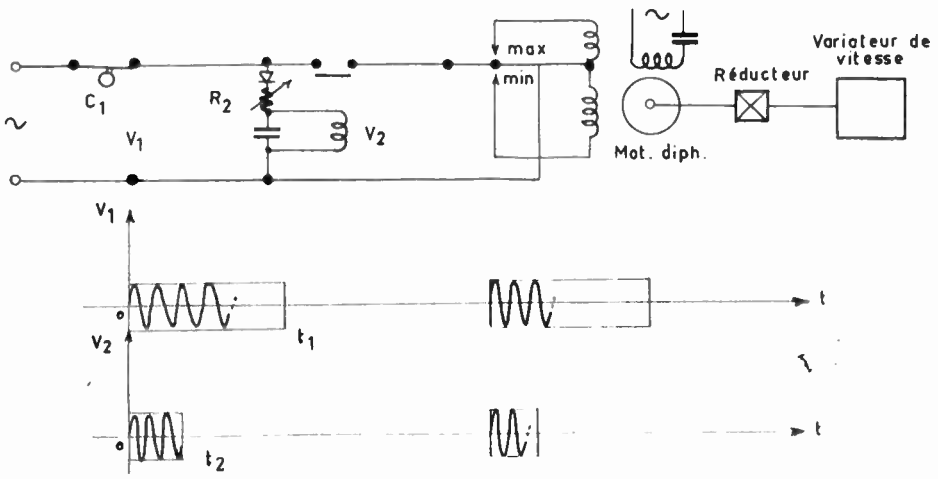


FIG. 4

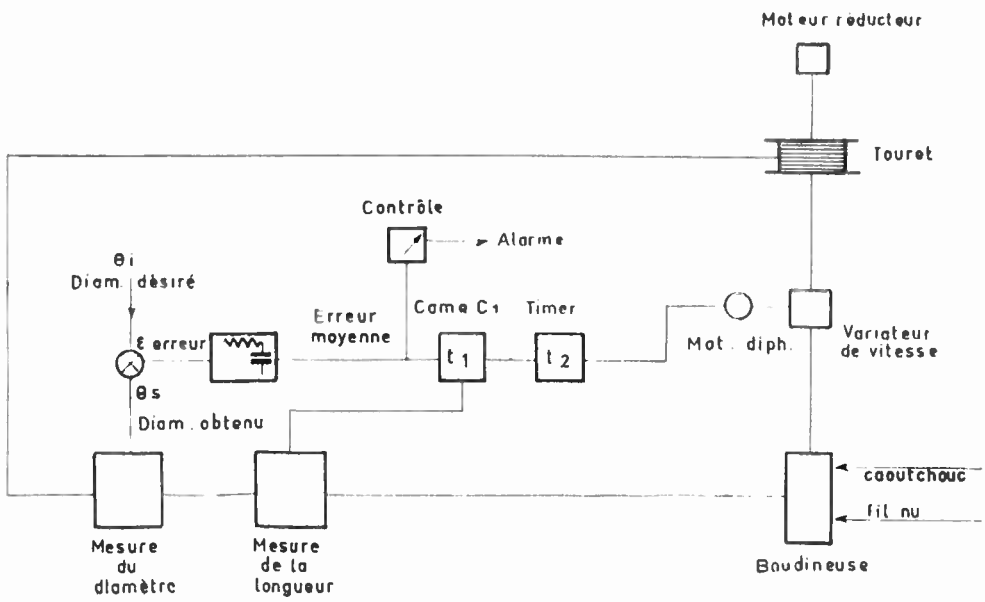


FIG. 5

angle proportionnel à t_2 et la correction de diamètre qui en résulte est aussi proportionnelle à t_2.

Le pas est constant et son signe dépend du modulateur à seuil formé par le contact maxi-mini qui inverse la phase de la tension alternative donc le sens de rotation du moteur diphasé qui fonctionne en discriminateur.

Le détail des éléments de la boucle de régulation est donnée (fig. 5).

CONSTRUCTION ET PRÉCAUTIONS PARTICULIÈRES.

La mécanique est placée dans un tunnel au bout du tube de vulcanisation. Elle travaille dans des conditions climatiques très dures. La température y est élevée ainsi que le degré hygrométrique par suite de présence de vapeur. Les variations de températures peuvent être très importantes. Le fil a une action abrasive sur les galets.

Toutes les pièces ont été exécutées en acier inoxydable, en laiton chromé ou en aluminium protégé par oxydation anodique. Des précautions particulières ont été prises de façon à compenser des dilatations thermiques pouvant soit introduire des frottements secs, soit entacher la précision de la mesure. Les paliers et roulements à billes ont été munis de joints d'étanchéité et lubrifiés à l'aide d'une graisse au silicone à haut point de fusion.

III. — Performances obtenues.

L'équipement règle le diamètre de fil à une valeur comprise entre 1 et 10 mm ou plus avec une précision meilleure que 0,10 mm près. Le pas est de 0,015 mm.

La vitesse maximum est de 180 m/mn.

Pour un ordre d'entrée $0i = D + 0{,}1$ mm la valeur désirée est obtenue à 0,02 mm au bout de 6 minutes.

La stabilité et la dérive en fonction des perturbations extérieures ont une action inférieure à 0,02 mm.

A titre indicatif le fonctionnement est encore stable en prenant comme tolérance $\pm$ 0,05 mm.

La constante de temps de l'intégrateur mécanique a été réglée expérimentalement à dix secondes.

IV.— Aperçu sur les améliorations possibles.

L'étude théorique et la prédétermination des performances de l'équipement considéré en tant que système bouclé ont été sommaires.

Cet appareil n'est qu'une première version destinée à expérimenter une régulation peu véloce mais pouvant fournir les éléments de base nécessaires pour une résolution plus poussée du problème qui comprendrait les étapes suivantes :

1° Procédés de mesure de la grandeur à réguler, en l'occurence le diamètre du fil ;

2° Etude par des considérations statistiques des perturbations ;

3° Etude de la stabilité du système bouclé.

1° La mesure mécanique du diamètre fait intervenir l'élasticité du revêtement qui peut varier en fonction de la composition et de la température du caoutchouc. De plus cette méthode suppose que le fil est rond. Une amélioration pourrait être amenée en mesurant deux diamètres perpendiculaires à l'aide de quatre galets et en faisant la moyenne des mesures. Il est nécessaire que le fil soit vulcanisé. Il en découle que la distance minimum entre la boudineuse et les galets est d'une cinquantaine de mètres et que le retard apporté à la mesure peut varier entre 17 et 200 secondes suivant la vitesse du fil.

Une mesure optique du diamètre peut réduire le retard à une fraction de seconde permettant une régulation extrêmement rapide et poussée donnant une homogénéité de fabrication plus grande. Les difficultés de mise en œuvre de la mesure optique sont nombreuses. La mesure doit se faire à travers des hublots transparents dans une atmosphère saturée de vapeur d'eau, à température élevée et sous une pression de plusieurs kg/cm². La mesure peut se faire à l'aide de cellules photoélectriques d'où obligation de passer l'information sur porteuse pour éliminer la dérive de la cellule.

La couleur et l'état de surface du fil (mat, brillant..) peuvent influer sur la mesure. Enfin les diamètres avant et après vulcanisation ne sont pas forcément liés par une relation simple et stable.

D'autres méthodes peuvent être imaginées ; par capacité, pertes diélectriques, comparateurs pneumatiques...

2° Etude des perturbations par des considérations statistiques.

En l'absence de régulation, des perturbations aléatoires ou périodiques font varier le diamètre du fil. Ces perturbations proviennent entre autres de :

— variations de la vitesse du fil par suite de variations de tension, de fréquence ou de couple résistant du moteur de touret ;

— variation du variateur de vitesse ;

— variation de composition, d'épaisseur, de largeur, de température du ruban de caoutchouc ;

— variation de diamètre du fil nu ;

— variations de température et de pression de la vapeur de vulcanisation.

Par l'enregistrement du diamètre instantané en fonction du temps, il est possible de déduire le diamètre quadratique moyen, la fonction d'autocorrélation et la densité spectrale en supposant que la longueur du fil considérée est suffisante pour que la fonction soit aléatoire stationnaire. L'application des théories de Wiener permet de déterminer les caractéristiques qui rendraient l'erreur quadratique moyenne inférieure à la tolérance imposée.

Les fréquences propres apparaissant dans la densité spectrale permettent de localiser des défauts

périodiques provenant généralement de défauts mécaniques. L'utilisation de deux palpeurs placés à distance variable peut fournir simplement la fonction d'autocorrélation.

3º Etude de la stabilité.

La fonction de transfert de la boucle d'asservissement est complexe.

Elle comprend certains éléments classiques tels que intégrateurs, amplificateurs, comparateurs... Elle comprend aussi certains éléments à déphasage non minimum analogues à des lignes à retard et des éléments non linéaires (retards variables, seuils, saturations). Dans ces conditions, il est difficile de prévoir la stabilité et l'erreur dynamique d'un tel ensemble.

Quand la mesure du diamètre peut être faite sans retard appréciable, les solutions classiques sont applicables.

La mesure de la fonction de transfert à l'aide du relevé harmonique et l'utilisation des diagrammes semi logarithmiques ou du diagramme de BLACK donne les solutions de la stabilité et de l'erreur dynamique. L'étude des réponses à des perturbations est plus ardue car elle joue sur les variations des coefficients de la fonction de transfert. Enfin dans le cas où le système est non linéaire il faut faire appel à la méthode du plan de phase, de KOCHENBURGER ou de LIAPOUNOV.

V. — Conclusion.

On a vu, au cours de l'article ci-dessus, comment un problème de régulation résolu autrefois par des moyens manuels pouvait trouver une solution purement automatique. Celle-ci a permis, outre la suppression d'un poste nécessitant la présence d'un opérateur, l'obtension de performances nettement améliorées. Ces résultats ont été obtenus par la mise en œuvre de moyens relativement simples et une étude logique du problème posé. Dans le dernier paragraphe, on a évoqué la possibilité d'études plus poussées conduisant à des solutions qui permettraient d'obtenir des performances très élevées. Il ne parait pas que dans cet exemple précis, l'utilité de tels développements soit démontrée. Toutefois, pour des problèmes plus difficiles, de telles études pourraient s'imposer.

UN DISPOSITIF ÉLECTRONIQUE DE COMMANDE PAR PROGRAMME POUR BANCS D'ESSAIS

ÉTUDE ET RÉALISATION DU DISPOSITIF

ENREGISTREMENTS SUR VOITURES

PAR

F. D. DAYONNET

Ingénieur des Télécommunications au C. N. E. T.

ET

J. ILLIEN

Ingénieur des Télécommunications à la Direction régionale du Matériel de Transport des P. T. T.

INTRODUCTION

L'étude des moteurs à explosion et des éléments qui interviennent dans leur fonctionnement (lubrifiants, carburants, etc...) se fait, soit au banc d'essais, soit en service réel, par exemple sur voiture dans le cas des moteurs d'automobile. Or les résultats obtenus par ces deux méthodes présentent souvent des écarts importants dus à ce que les conditions de fonctionnement d'un moteur sur banc d'essais, très schématiques, sont assez éloignées, en fait, des conditions normales : les essais dans des conditions de service réel sont donc indispensables.

Mais, tout en étant coûteuse, la méthode des essais en service n'est pas sans présenter de grosses difficultés techniques. Pour reprendre le cas des moteurs d'automobile, qui est d'ailleurs à l'origine de ces travaux, on conçoit notamment que les essais sur route sont peu reproductibles : ils dépendent du conducteur, des conditions extérieures, toujours fluctuantes et mal connues ; d'autre part, ils se prêtent mal à une analyse des phénomènes par séparation des variables ; ils sont même parfois presque impossibles, telle l'étude sous nos climats, en été, du fonctionnement des moteurs à basse température. Les essais au banc, relativement économiques, sont beaucoup plus souples et reproductibles ; le contrôle en est également plus facile, les conditions de poids et d'encombrement n'y limitant pas l'importance de l'appareillage de mesure et d'enregistrement.

Aussi le problème se pose-t-il d'équiper des bancs d'essais permettant de soumettre les moteurs ou, de façon générale, les machines à essayer, à un régime varié préétabli. Ce régime doit pouvoir être aussi voisin que possible du régime réel d'utilisation, — il faut pouvoir reproduire au laboratoire le cycle de Montlhéry, — mais également très différent, en particulier de façon à permettre des essais types très sévères et très rapides, ou une analyse systématique de l'effet des variables présumées importantes.

Une caractéristique du problème provient du fait qu'il est nécessaire, à cet effet, d'asservir simultanément tous les paramètres importants, cet asservissement permettant les variations rapides ; car il semble qu'une des raisons essentielles des désaccords précédemment mentionnés entre résultats obtenus en exploitation et au laboratoire, provienne de l'absence de brusques changements de régime dans les essais de laboratoire ; les bancs actuels à fonctionnement automatique ne permettent en effet, généralement que le régime permanent ou lentement variable.

Parallèlement à l'étude et à la réalisation d'un dispositif électronique de commande de bancs d'essais pour moteurs à explosion offrant ces possibilités, une méthode d'enregistrement sur voitures a été mise au point, pour préciser les conditions réelles de fonctionnement des moteurs, et permettre ainsi leur reproduction sur le nouveau banc.

Nous examinerons successivement les travaux concernant :

I. Le dispositif de commande électronique par programme.

II. Les enregistrements sur voitures.

I. — DISPOSITIF ÉLECTRONIQUE DE COMMANDE PAR PROGRAMME POUR BANCS D'ESSAIS *.

I-1. Problème posé.

L'insuffisance des bancs à commande automatique connus des utilisateurs a conduit ceux-ci à demander au Centre National d'Etudes des Télécommunications l'étude et la réalisation d'un nouveau dispositif de commande par programme permettant, sur un moteur au banc, d'asservir un nombre convenable de paramètres suivant les lois quelconques physiquement vraisemblables, par exemple suivant des lois de variations observées en service réel, avec leurs brusques changements de régime.

Plus précisément, le problème posé était d'astreindre les principales grandeurs définissant l'état dynamique d'un moteur à évoluer simultanément suivant des lois imposées à l'avance dans le cadre d'un programme, ce programme devant pouvoir être établi a priori (il ne s'agit donc pas d'un simple appareil à reproduire, à « copier ») ou provenir d'enregistrements en service réel. Pour les premières applications envisagées, les paramètres à commander étaient :

— la position du papillon des gaz,
— la vitesse angulaire (régime) du moteur,
— la température de l'eau de refroidissement,
— la température de l'huile du carter ;

l'ensemble des deux premiers définit pratiquement la puissance fournie par le moteur.

Le respect des conditions suivantes était considéré comme essentiel :

Précision : A tout instant, et pour chaque paramètre, la valeur inscrite au programme doit être reproduite à mieux de 3 % près.

Simultanéité : Pour des durées de programme de plusieurs heures, l'isochronisme des variations de deux paramètres tels que papillon et vitesse, doit être conservée à mieux de 0,1 seconde près.

Rapidité de réponse : Pour le papillon et la vitesse, une variation de 10 % à 90 % de l'amplitude totale doit pouvoir être produite en moins de 0,1 seconde.

Pour faciliter l'exploitation et pour tenir compte d'applications futures, diverses caractéristiques étaient également souhaitées, parmi lesquelles nous mentionnerons :

a) le nombre des paramètres asservis doit être facile à modifier (diminuer ou augmenter), certains des nouveaux paramètres étant susceptibles d'exiger une rapidité de réponse nettement supérieure à la rapidité actuellement requise ;

b) la mise en place d'un programme doit être aisée et immobiliser l'équipement pendant des temps très courts, ce qui conduit à matérialiser les programmes indépendamment de l'équipement ;

c) le programme matérialisé doit être facile à interpréter et à contrôler par simple observation visuelle ;

d) le support de ce programme doit être bon marché et facile à manipuler ;

e) le dispositif électronique doit être robuste ; sa maintenance ne doit pas exiger une main d'œuvre spécialisée ;

f) la mise en œuvre de la commande électronique doit altérer le moins possible les bancs existants, et en particulier il doit être possible, à tout instant, de revenir simplement à une commande manuelle du banc.

I-2. Choix de la solution.

Les commandes automatiques existantes à cames ne permettent généralement que des variations lentes, suivant une loi périodique ; en outre, la construction des cames représente un travail important et délicat. Les commandes hydrauliques ou pneumatiques se prêtent mal à une synchronisation poussée des variables. La rigueur des conditions précédentes a donc rapidement fait envisager l'étude d'un nouveau système comportant un lecteur de programme suivi d'organes d'asservissement électromécaniques.

Dans le cadre d'une solution nouvelle, différentes possibilités, séduisantes à bien des égards, ont également dû être abandonnées, par exemple la constitution du programme sur rubans (ou cartes) perforés ; un inconvénient grave en est en effet la difficulté d'interprétation et de contrôle rapide par simple observation visuelle ; de plus, la perforation nécessite un personnel spécialisé, et les vitesses de réponses imposées conduisent à des lecteurs de programme déjà élaborés et coûteux.

La bande magnétique, grâce surtout à la simplicité et à la robustesse des lecteurs magnétiques, a déjà donné lieu à de belles réalisations en commande automatique, par exemple sous forme de bandes multipistes portant des signaux modulés en fréquence ou en impulsions. Mais, outre qu'un programme ainsi établi n'est pas directement observable par l'œil, une difficulté majeure est celle d'une inscription sur les différentes pistes respectant le rigoureux isochronisme indispensable : cette inscription est simple à faire par enregistrement simultané direct sur un moteur, mais l'appareil est alors limité au rôle de « machine à copier », reproductrice de fonctionnements observés, et on élimine la possibilité

* Conférence faite à la Société des Radioélectriciens le 19 novembre 1955.

de programmes a priori ; sinon, l'inscription conduit à constituer préalablement le programme sous une autre forme, numérique ou analogique, lue par un lecteur automatique approprié alimentant l'enregistreur magnétique : un lecteur de programme non magnétique reste donc à étudier, et la bande magnétique apparaît ainsi comme un simple intermédiaire dont on peut se dispenser. Son emploi se justifierait néanmoins, pour des raisons économiques, si de nombreux bancs devaient être équipés. On pourrait alors imaginer une installation centrale enregistreuse de bande comportant un lecteur de programme aussi complexe que nécessaire, chaque banc n'ayant plus alors besoin que d'un lecteur magnétique multiple et d'asservissements.

Comme la précision demandée était modérée, il a été décidé de matérialiser le programme par des courbes, chaque courbe représentant les variations en fonction du temps d'un paramètre ; un tel programme peut être préparé par tout dessinateur, compris et interprété par tout opérateur.

On trouve sur le marché d'excellents lecteurs de courbes uniques, par exemple à chariot et suiveur photoélectrique. Mais, le plus souvent, leur temps de réponse est très supérieur à 0,1 seconde ; d'autre part, ces appareils sont généralement coûteux ; or il aurait fallu un de ces appareils par paramètre à commander et, en outre, d'importants dispositifs de synchronisation. L'idée de leur emploi a été abandonnée et le C. N. E. T. s'est orienté vers un dispositif unique effectuant la lecture simultanée des courbes représentant le programme relatif à tous les paramètres : le lecteur étant unique et l'isochronisme automatiquement conservé, cette solution a paru assez économique.

I-3. **Principe du sytème.**

Le dispositif comprend deux parties distinctes :

1° Un lecteur de programme, qui délivre sur quatre bornes distinctes — une par paramètre à asservir — des tensions électriques variant, au cours du temps, proportionnellement à l'amplitude de chacun des paramètres inscrits au programme ;

2° Des dispositifs de commande permettant d'asservir selon une loi linéaire les vitesse, puissance, etc... du moteur aux tensions délivrées par le lecteur.

I-3-1. Lecteur de programme.

Le programme est inscrit sous forme de courbes non jointives sur un support (fig. 1) ; chaque courbe représente un des paramètres inscrits au programme, dans un système de coordonnées cartésiennes où le temps est porté en abscisses (sens de déroulement du film) et l'amplitude du paramètre à restituer est portée en ordonnée. En outre, à chaque courbe est jointe une ordonnée de référence correspondant par exemple à la valeur minima du paramètre correspondant.

Un spot balaye, ligne après ligne, l'ensemble de courbes perpendiculairement aux droites de référence. Un récepteur photoélectrique engendre une impulsion électrique au passage du spot devant chaque courbe ou droite de référence (fig. 2). La loi de déplacement du spot étant linéaire, l'amplitude

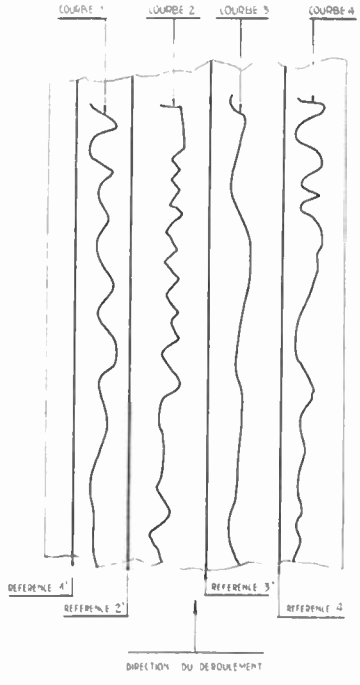


Fig. 1. — Disposition du programme.

de chaque paramètre à restituer est proportionnelle, à l'instant considéré, à l'intervalle de temps qui sépare les instants d'apparition des impulsions produites par la courbe et par la droite de référence

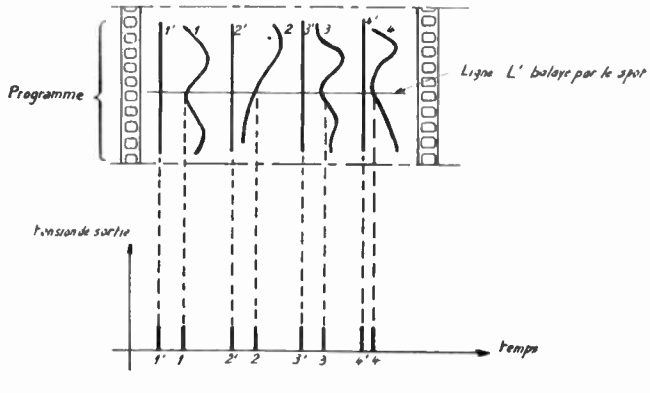


Fig. 2. — Tension à la sortie du système photoélectrique pour le balayage de la ligne *L'*.

correspondante, soit 1 et 1' dans le cas du paramètre 1. On reconnaît que l'information portée par les impulsions 1, 2, 3 et 4 est ici fournie sous forme d'impulsions modulées en position et réparties dans le temps, comme dans certains systèmes de transmission hertzienne.

Un dispositif séparateur, ou « démultiplexeur » sépare ces différents signaux suivant les paramètres auxquels ils se réfèrent (sélection), et transforme

linéairement les temps tels que 1'1 en tensions électriques (démodulation).

Ce lecteur de courbes, utilisable à de tous autres usages que celui pour lequel il a été conçu, est symétrique par rapport aux différentes variables enregistrées : l'affectation des paramètres aux différentes courbes n'est donc pas impérativement fixée par le montage. D'autre part, par simple adjonction au démultiplexeur d'organes identiques entre eux, un plus grand nombre d'impulsions peut être manipulé, permettant des sorties supplémentaires et augmentant ainsi la capacité du système.

I-3-2. Dispositifs d'asservissement.

Ces dispositifs font que la grandeur des différents paramètres « suit » la tension électrique obtenue sur la sortie idoine du démultiplexeur.

1º *Papillon et vitesse.* — On commande de façon continue :

a) La position du papillon d'admission des gaz ;

b) Un frein magnétique. Ce frein est muni par son constructeur, la Société Neyrpic, pour d'autres besoins, d'une commande électronique régulant la vitesse de rotation du moteur selon le réglage d'un potentiomètre actionné manuellement ; cette régulation est faite automatiquement en fonction de la tension délivrée par le lecteur.

2º *Températures d'eau et d'huile.* — Ces asservissements sont du type « tout ou rien » : lorsque la température du fluide considéré dépasse la température portée au programme, on le refroidit par mise en service d'éléments refroidisseurs commandés par électrovannes.

I-4. Description du lecteur de programme.

I-4-1. Système analyseur.

L'analyse du programme par lignes successives se fait par balayage d'une ligne fixe dans l'espace, le support de programme défilant de façon continue perpendiculairement à la ligne balayée.

Il s'agit donc d'un problème de télévision simplifié, par rapport à la télévision commerciale d'images, par l'absence de balayage vertical, mais surtout par l'absence de demi-teintes : les courbes modulent en effet la lumière par tout ou rien, ce qui permet, à la sortie de l'analyseur, d'accomplir tous écrêtages ou régénérations désirés, et évite les problèmes de gamma.

Par contre, se présentent de notables difficultés. En particulier un bruit impulsif ou un parasite non éliminé par la régénération des signaux électriques est interprété par le démultiplexeur comme une courbe ou référence, et perturbe donc le fonctionnement du système. Si le faux signal produit est isolé — ce qui peut être le cas par exemple pour des parasites d'origine extérieure, ou pour des défauts du programme — l'effet en est négligeable, du moins si le balayage est rapide, compte tenu de l'inertie des systèmes mécaniques commandés. Mais un défaut qui se reproduirait à chaque balayage rendrait le système inopérant ; cela empêche de balayer à l'aide du spot produit par un tube d'observation oscilloscopique courant, dont l'écran fluorescent est trop irrégulier, ou d'utiliser certains petits iconoscopes à usage industriel, dont la mosaïque s'avère également parsemée de trous.

Le caractère monoligne du balayage a d'ailleurs contribué fortement à écarter l'usage des iconoscopes, où l'absence d'arrosage des lignes voisines par le faisceau électronique défavorise l'émission photoélectrique, et conduit à un rapport signal/bruit très faible.

Les systèmes mécaniques tels que disques à trous et miroirs tournants ayant été éliminés pour ménager la possibilité d'augmenter, en cas de besoin, la vitesse d'analyse, l'étude a conduit à engendrer le spot mobile à l'aide d'un tube cathodique du type « flying spot » qui, tout en étant économiquement convenable, présente l'intérêt d'un écran fluorescent homogène, très peu rémanent (d'où peu de traînage des signaux) et très lumineux. Notons d'ailleurs que le brûlage de l'écran est beaucoup plus à craindre en balayage monoligne, qu'en balayage multiligne de télévision normale : le tube doit donc être utilisé à intensité de faisceau, d'où à luminosité, très réduite. Le souci d'éviter des rapports signal/bruit trop faibles ou des dispositions optiques complexes a alors fait adopter une exploration par transparence, le programme étant tracé sur film, de telle sorte que le dispositif d'analyse finalement retenu est conforme au schéma de la figure 3.

Le film 35 mm portant le programme à suivre est constitué suivant les principes exposés ci-dessus de façon que les courbes (et droites de référence) ne se croisent pas. Il peut être préparé par exemple à l'aide d'une caméra à déroulement continu à partir d'un original tracé en traits noirs sur papier blanc. Après développement, les courbes se présentent alors sur le film sous formes de lignes transparentes sur fond opaque ; pour la clarté de l'exposé, nous nous supposerons placés dans ce cas.

Le spot d'un tube cathodique TA pour flying spot balaye suivant une loi en dent de scie une ligne unique *L*, avec une intensité assez faible pour ne pas brûler l'écran fluorescent suivant cette ligne ; le spot est éteint pendant son retour ; la concentration est régulée, en particulier vis-à-vis des variations de température. La vitesse de balayage est de 300 cycles par seconde. Cette vitesse, relativement élevée eu égard aux temps de réponse exigés, permet de rendre sans effets certains parasites éventuels, et facilite le filtrage des informations produites ; un montage à contre-réaction linéarise le balayage.

Un objectif *O* produit l'image de ce spot sur le film à explorer, le film se déroulant à une vitesse constante de l'ordre de 1 mm/seconde perpendiculairement au déplacement du spot (dans le cas d'un programme de longue durée comprenant des périodes non négligeables de régime permanent,

on pourrait envisager un système à plusieurs vitesses, commandé par le programme lui-même).

Un condensateur optique C recueille la lumière qui traverse le film et l'envoie sur la couche sensible d'une cellule photoélectrique SP à multiplicateur d'électrons. Le courant dans la cellule croît au passage de lumière à travers le film, donc lorsque le spot rencontre une courbe ou droite de référence du programme ; sur son anode, on trouve donc des impulsions aux instants correspondant à ces franchissements.

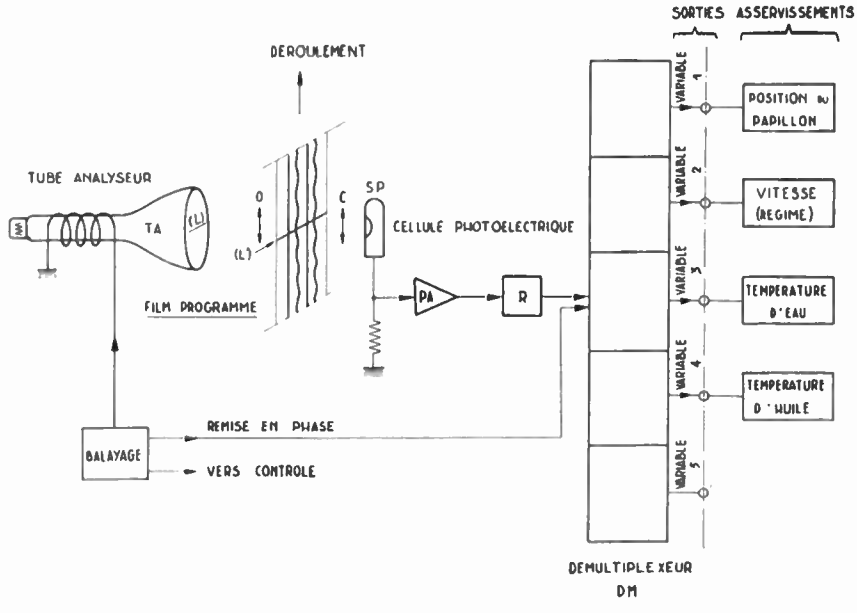


Fig. 3. — Principe du lecteur de programme.

Ces impulsions sont amplifiées dans le préamplificateur PA, constitué par un étage cascode et des étages à couplage par résistance et capacité corrigés pour les fréquences élevées ; elles sont ensuite écrêtées et mises en forme dans R de façon à se présenter identiques l'une à l'autre à l'entrée du démultiplexeur.

I-1-2. Démultiplexeur.

a) La *sélection* des signaux des différentes voies s'accompagne d'une transformation de la modulation de position en modulation de largeur : on substitue au train d'impulsions identiques 1′, 1, 2′, 2... des impulsions dont les premiers fronts coïncident respectivement avec les impulsions 1′, 2′, 3′, 4′ et les second fronts avec 1, 2, 3, 4, chacune de ces impulsions étant délivrée sur une connexion distinctes.

Deux circuits sélecteurs ont été mis au point. Dans l'un, dit démultiplexeur série et schématiquement représenté sur la figure 4, les impulsions 1′, 1, 2′... sont appliquées à un simple compteur binaire, mis à zéro au début de chaque balayage par un signal que produisent les circuits de balayage. Chaque basculeur a deux sorties délivrant des tensions en opposition de phase : a et $-a$, b et $-b$, c et $-c$. Une combinaison de ces tensions, par l'intermédiaire de résistances de mélange, permet d'obtenir des tensions telles que $a + b + c$, $a - b + c$, etc... à partir desquelles un simple écrêtage permet d'obtenir les impulsions cherchées dont la largeur représente l'amplitude du paramètre correspondant ; la figure 4 montre l'agencement des résistances, donnant le signal $a - b + c$ d'où est extrait le second paramètre ; les basculeurs sont représentés par de simples rectangles. Ce dispositif est économique, — trois basculeurs suffisent à séparer quatre paramètres, — mais mal adapté à une extension du nombre des paramètres.

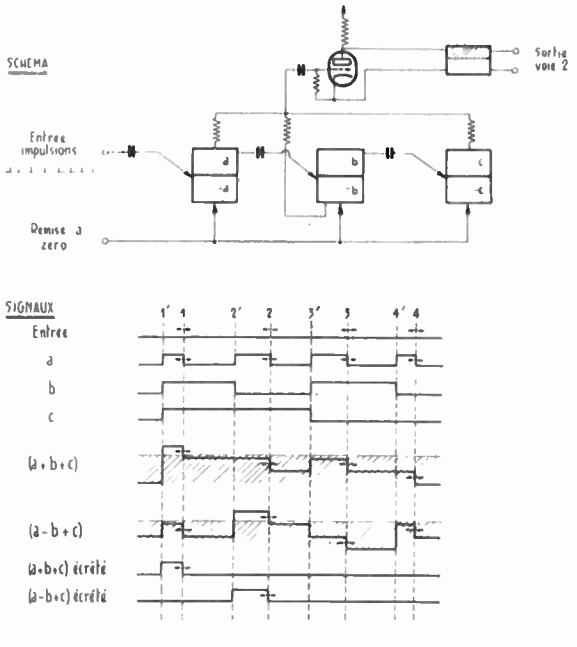


Fig. 4. — Démultiplexeur « série ».

Le second sélecteur étudié (fig. 5), comprend une chaîne de basculeurs identiques réunis en anneau,

et couplé par leurs cathodes et de plaque à grille de telle façon que :

1° En l'absence de sollicitation, tous les basculeurs sont dans le même état, sauf un qui est dans l'état contraire ;

prête bien aux extensions : il suffit d'ajouter deux basculeurs par paramètre supplémentaire, et de modifier la résistance de cathode $(n-1)\ R_K$, où n est le nombre total de basculeurs de l'anneau.

b) Pour la *démodulation* un tube intégrateur

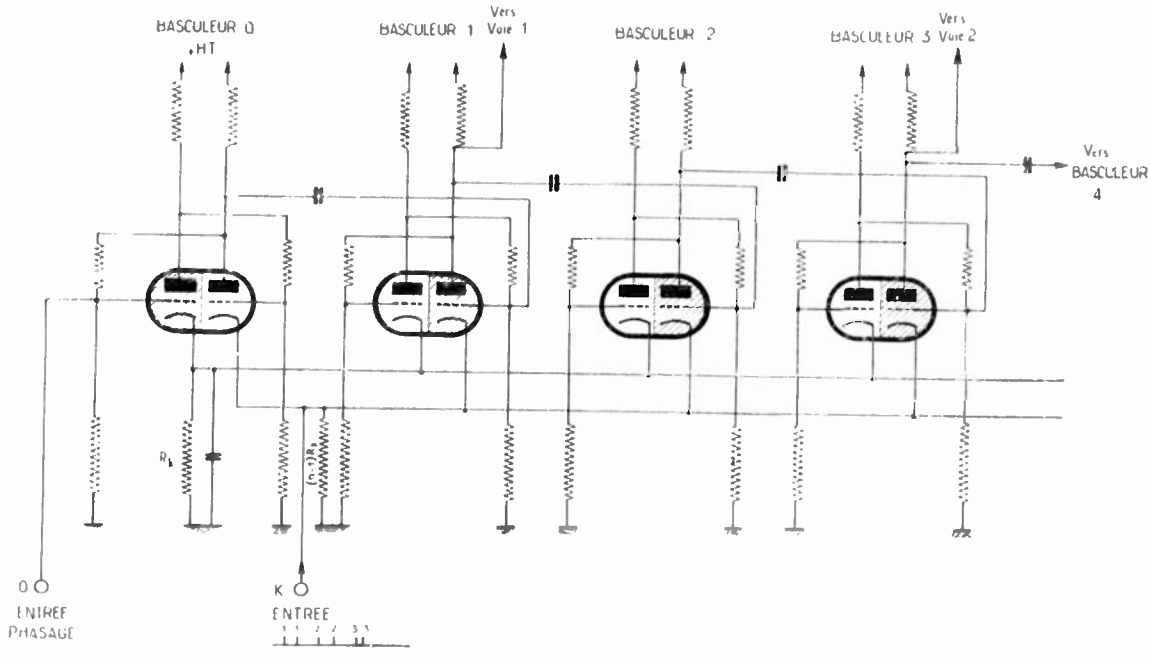


FIG. 5. — Démultiplexeur en anneau.

2° Toute impulsion appliquée en K transfère l'état « anormal » du basculeur j au basculeur $j+1$. Ce schéma est classique, et le diagramme des signaux de la figure 6 montre aisément comment un basculeur sur deux fournit un des signaux désirés. Au début de chaque balayage, une impulsion appliquée en O astreint le basculeur O à venir dans l'état

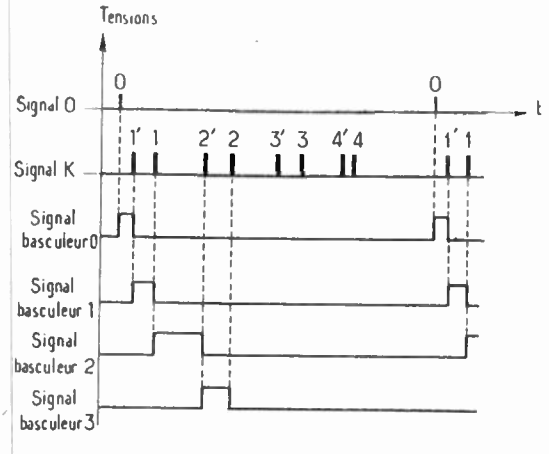


FIG. 6. — Démultiplexeur en anneau. Diagramme des signaux.

« anormal » s'il n'y est pas déjà, et assure donc le phasage du système en toutes circonstances, en particulier à la mise en route du système. Cette forme de sélecteur est assez coûteuse, mais elle se

(fig. 7) est associé à chacun des signaux rectangulaires produits par le sélecteur, Ce tube, dont la tension d'écran est stabilisée, est bloqué entre deux signaux et délivre un courant anodique constant

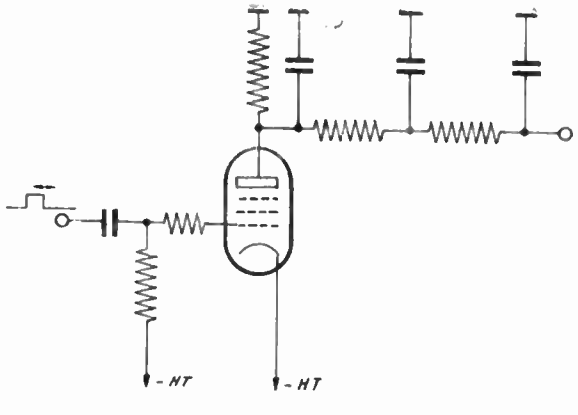


FIG. 7

pendant toute la durée du signal : cette durée étant à tout instant proportionnelle à l'amplitude d'une des courbes analysées, il en est de même du courant anodique moyen du tube. La fréquence de balayage est assez élevée par rapport à la fréquence maxima des signaux à restituer pour qu'un simple filtre à

résistances et capacités suffise à éliminer les composantes indésirables de la tension anodique du tube. La tension de sortie de filtre est donc la tension cherchée ; négative par rapport à la masse, elle est transmise par couplage continu à l'organe d'asservissement désiré.

On remarque que, en fait, cette tension ne dépend que du rapport des temps des signaux émis par le sélecteur : ce rapport est indépendant de la fréquence de balayage du spot, pour une longueur constante de la ligne balayée ; le sélecteur étant lui-même apériodique, le lecteur de courbe décrit est donc apériodique. En particulier, la vitesse de balayage et donc la vitesse de réponse pourraient être, en cas de besoin, notablement accrues.

de rotation est calé sur l'arbre de commande du papillon. Ce potentiomètre est alimenté sous tension fixe : la tension de son curseur est donc caractéristique de la position angulaire du papillon. Cette tension est comparée à celle de la sortie « papillon » du lecteur, et la différence amplifiée en push-pull sert à commander les deux inducteurs en opposition d'un petit moteur série à faible inertie, qui entraîne l'axe du papillon de façon que la tension du curseur, donc la position du papillon, suive aussi exactement que possible la courbe correspondante du papillon. Cet asservissement restitue les positions angulaires à environ 0,5° près ; il comporte une double triode et deux penthodes.

Dans la pratique, une télécommande par selsyn

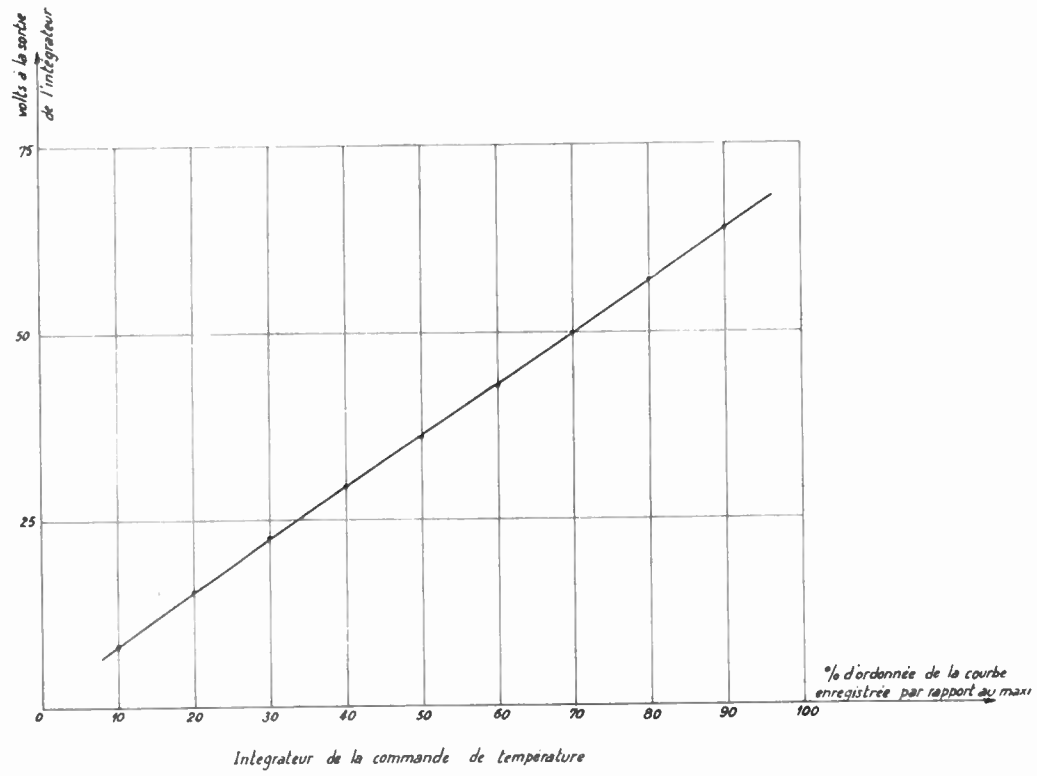


Fig. 8. — Intégrateur de la commande de température.

I-4-3. Performances du lecteur de programme.

Les temps de réponse sont de 1/50e de seconde environ. La linéarité, qui fait intervenir notamment la linéarité du tube flying spot, des circuits de balayage, du dispositif optique et des intégrateurs, est de l'ordre de 1,5 % ; la figure 8 montre un exemple de tensions de sortie mesurées en fonction de l'ordonnée de la courbe : les écarts observés par rapport à une correspondance linéaire sont dus en partie à la précision de dessin du programme.

I-5. Description des organes d'asservissement.

I-5-1. Papillon des gaz.

Un potentiomètre de précision à faible couple

permet à l'équipement d'être éloigné du banc d'essais et facilite le retour à la commande manuelle du papillon.

I-5-2. Frein (régime).

Ce frein absorbe la puissance sous forme de courants de Foucault. Le pupitre électronique Neyrpic comprend un dispositif d'asservissement à thyratron qui permet, à l'aide d'un alternateur tachymétrique entraîné par ce moteur, de doser l'intensité d'excitation du frein de façon à obtenir un régime constant. En contrôle manuel, ce régime est défini par le positionnement d'un potentiomètre P délivrant sur son curseur une tension U. On pourrait commander l'arbre de ce potentiomètre à l'aide d'un dispositif identique ou analogue au dispositif de

commande du papillon des gaz. En fait, on a supprimé cet intermédiaire ; l'expérience ayant montré que U étant proportionnelle à la vitesse angulaire obtenue on injecte, à la place de U, la tension variable « vitesse » délivrée par le lecteur, il suffit pour cela d'adjoindre au pupitre d'origine du frein un inverseur permettant d'injecter cette tension ou de revenir à la commande manuelle.

Le pupitre du frein n'ayant pas de masse électrique bien définie, il a fallu le séparer de l'ensemble du dispositif de commande électronique. A cet effet, un transformateur permettant le passage des impulsions « vitesse » de largeur variable produites par le circuit sélecteur du démultiplexeur est inséré entre ce circuit et le démodulateur vitesse qui se trouve alors être le seul élément relié métalliquement au pupitre du frein.

La précision obtenue est celle du frein et de son pupitre.

I-5-3. Température.

Les deux commandes de température sont identiques à un calage près. La température est mesurée par une sonde à résistance de platine à faible inertie, dans une branche d'un pont de Wheatstone alimenté en courant alternatif. Le déséquilibre, dont la tension de sortie du pont, est fonction de la température du fluide considéré. Cette tension est amplifiée, redressée, et opposée à la tension délivrée par le lecteur de courbe : le signal différence amplifié actionne un relais qui ferme le circuit de l'électrovanne de refroidissement lorsque la température mesurée est supérieure à la température portée au programme. La sensibilité est de 0,5° C environ.

Les dispositifs de refroidissement ont été étudiés par l'Institut Français du Pétrole. Pour le refroidissement des cylindres, le circuit d'eau normal (à radiateur) est remplacé par un circuit à mélangeur dans lequel se font un apport d'eau froide et une évacuation d'eau chaude ; le débit d'eau froide est composé d'un débit direct réglé manuellement une fois pour toutes et d'un débit commandé par l'électrovanne qu'actionne l'équipement électronique ; l'eau est mue par la pompe du moteur. Le refroidissement du carter d'huile se fait par projection de jets d'eau froide jaillissant de tubes percés de trous. L'eau est récupérée dans un bac et évacuée.

I-6. Réalisation de l'appareil.

A titre indicatif, outre le tube flying spot, la cellule photoélectrique et un tube cathodique de contrôle, l'ensemble utilise environ 50 tubes de type miniature ou Rimlok. La technique des impulsions permet d'utiliser la plupart de ces tubes bien en dessous de leurs limites d'utilisation, et de tolérer de larges variations de caractéristiques.

Une platine de contrôle et de maintenance comprenant un petit tube d'observation oscilloscopique avec balayage automatique et possibilité d'étaler une partie de ce balayage, permet de contrôler les signaux en différents points déterminés de l'appareil.

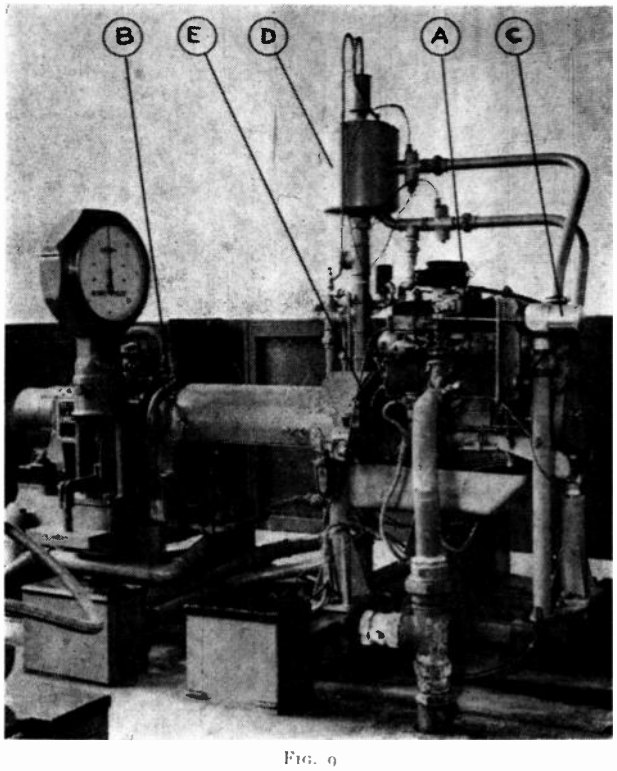


Fig. 9

Le dispositif de commande par programme qui vient d'être décrit est en service depuis janvier 1955 au laboratoire « Lubrifiants » de l'Institut Français du Pétrole, à Rueil-Malmaison. La figure 9 montre l'installation du banc proprement dit, étudiée et réalisée par l'Institut Français du Pétrole ; on distingue en A le moteur étudié, en B le frein magnétique, en C le selsyn récepteur de commande du papillon, en D le mélangeur de refroidissement d'eau, en E le dispositif de refroidissement du carter.

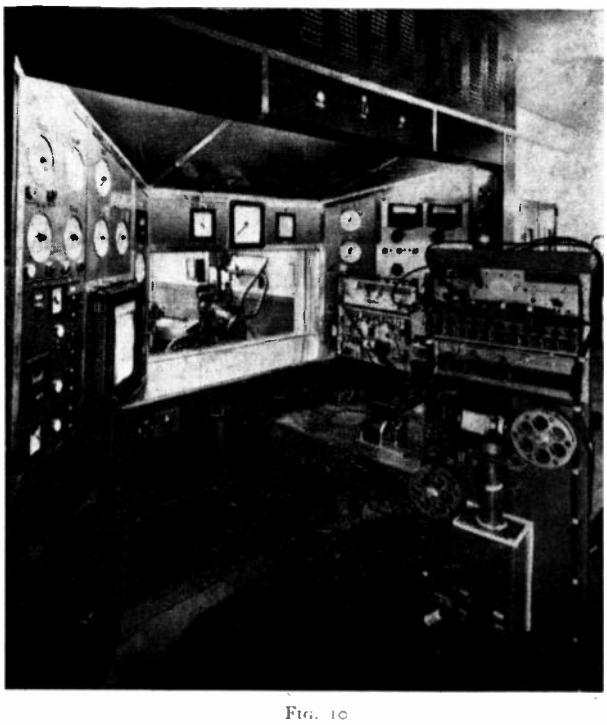


Fig. 10

FIG. 11

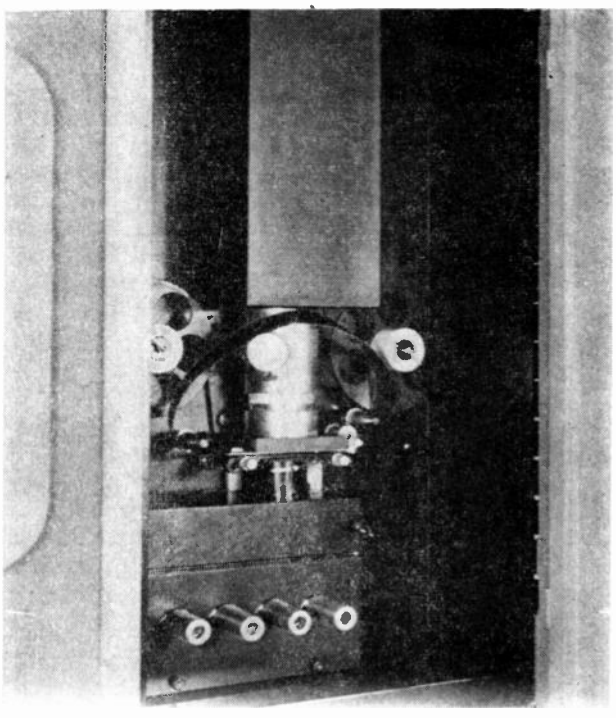


FIG. 12

L'équipement a d'abord fonctionné sous forme d'une maquette construite au C. N. E. T. ; la figure 10 montre cette maquette installée en liaison avec les équipements normaux de commande manuelle, de contrôle et de sécurité du banc.

L'équipement définitif actuellement en service (figure 11) a été construit par la Compagnie d'Applications Mécaniques à l'Electronique, au Cinéma et à l'Atomistique (CAMECA) suivant les schémas du C. N. E. T. Sur la figure 12, on voit l'analyseur de programme comprenant le tube flying-spot, l'optique, la cellule et le préamplificateur.

I-7. Applications du dispositif.

La description des applications d'un banc d'essais de moteurs équipé du dispositif décrit sortirait du cadre de cet article, et des préoccupations de l'*Onde Electrique*. Elle a d'ailleurs déjà fait l'objet de publications antérieures (*). Nous nous contenterons de remarquer qu'en remplaçant par d'autres les asservissements particulièrement étudiés pour banc d'essais de moteurs de véhicules, le lecteur de programme peut être susceptible d'apporter une solution à certains problèmes de commande de machines ou de processus divers mettant en jeu plusieurs paramètres lorsque les conditions de synchronisme et de vitesse de réponse sont importantes.

(*) MM. COURTEL, ALLES, WEIL, ILLIEN et DAYONNET. « Etude, réalisation et utilisation d'un dispositif de commande à programme pour banc d'essais », Echo des Recherches, n° 18, janvier 1955.

MM. COURTEL et ALLES. « Un nouveau dispositif électronique de commande à programme pour banc d'essais », Revue de l'Institut Français du Pétrole, Vol. X, n° 5, mai 1955.

II. — ENREGISTREMENTS SUR VOITURES

II-1. Introduction.

Un des intérêts du banc d'essais à programme à commande électronique est la possibilité qu'il donne de reproduire les variations de régime auxquelles est soumis un moteur en service normal, dans une voiture s'il s'agit d'un moteur automobile.

Il est donc nécessaire d'analyser préalablement avec précision les conditions réelles de fonctionnement d'un moteur ; cette analyse est considérablement facilitée par l'enregistrement, dans les conditions d'emploi, des différents paramètres intéressants.

A l'origine de l'ensemble de travaux ici exposés se trouve d'ailleurs le désir de l'Administration des P. T. T. de définir et de permettre à l'Institut Français du Pétrole (I. F. P.) de mettre en œuvre une méthode d'essais de lubrifiants reproduisant les conditions de service des moteurs équipant ses véhicules. Il était donc indispensable d'étudier quantitativement ces conditions de service.

A cet effet, la Direction Régionale du Matériel de Transport des P. T. T. s'est d'abord attachée à relever méthodiquement sur une voiture automobile, en utilisation normale, des paramètres traduisant le fonctionnement de cette voiture et celui du moteur.

Cette opération devait se faire sans intervention d'un opérateur et sans perturber le service. Les appareils enregistreurs devaient avoir des dimensions aussi faibles que possible afin de ne pas entraîner de gêne dans l'exploitation.

L'appareillage ainsi mis en œuvre est susceptible d'applications diverses autres que l'analyse des conditions habituelles de fonctionnement des moteurs. Nous indiquerons rapidement, pour terminer, certaines de ces applications.

II-2. Enregistreur S. F. I. M.

L'appareil utilisé, de poids et d'encombrement réduits, est un enregistreur de faibles dimensions S. F. I. M. (fig. 13 appareil ouvert et 14), construit par la Société de fabrication d'instruments de mesure. Les appareils de ce type ont été étudiés et fabriqués pour le Ministère de l'Air, afin de permettre des enregistrements à bord d'avions en essais, donc en cherchant à en réduire le plus possible des dimensions.

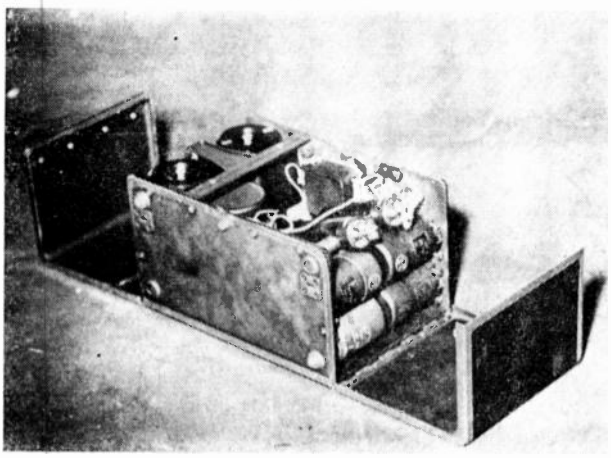


FIG. 13

Il permet d'inscrire simultanément, sur une bande de papier photographique de 6 mètres de longueur et d'une largeur utile de 59 mm, 6 paramètres, 1 base de temps et 2 tops. Un moteur shunt assure l'entraînement de la bande. Suivant les types d'appareils, les vitesses sont comprises entre 1 et 40 mm par seconde, correspondant respectivement à des durées totales d'enregistrement de 100 minutes et 150 secondes.

Une lampe à filament horizontal, placée dans l'enregistreur sous le film photographique, à la partie opposée aux appareils récepteurs, éclaire les miroirs que portent les équipages mobiles de ces instruments de mesure. Ces miroirs donnent du filament de la lampe des images sous forme de traits horizontaux projetés sur une fente verticale de

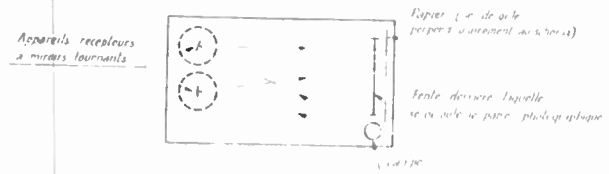


FIG. 14

0,1 mm de largeur, derrière laquelle défile le papier. On obtient ainsi sur le papier un point pour chaque appareil. Ce point se déplace suivant la position du miroir correspondant.

L'appareil a un poids total de 2 kg environ et ses dimensions sont de 166 mm × 120 mm × 100 mm. La consommation totale du moteur d'entraînement, de la lampe et des différents appareils récepteurs, est de l'ordre de 2 ampères sous 21 volts.

II-3. Utilisation de l'enregistreur S. F. I. M.

Il permet l'inscription de tous les paramètres pouvant se traduire par la variation de grandeurs électriques.

Une fois la bande de papier impressionnée, il suffit de la développer et de la fixer pour obtenir une forme lisible de l'enregistrement.

II-4. Types de récepteurs utilisés dans l'enregistreur.

Ces récepteurs peuvent être classés dans l'une des catégories suivantes :

II-4-1. GALVANOMÈTRE A AIMANT MOBILE admettant un courant maximum de 0,75 mA. Cet appareil très robuste se présente sous la forme d'un cylindre de 20 mm de diamètre et de 57 mm de hauteur. Son poids est de 80 g. L'équipage mobile ne pèse que 3 milligrammes.

II-4-2. GALVANOMÈTRE A CADRE MOBILE admettant une intensité maximum de 85 μA ; la résistance intérieure de ce galvanomètre est de 82 ohms : la consommation maximum est donc d'environ 0,6 microwatts. La fréquence propre de l'équipage mobile est de 30 périodes par seconde.

Cet appareil, comme d'ailleurs les suivants, se présente sous forme d'un boîtier cylindrique de 31 mm de diamètre et de 46 mm de hauteur.

II-4-3. LOGOMÈTRE appelé par la Société S. F. I. M. QUOTIENTMÈTRE.

Cet appareil est destiné à recevoir la tension variable d'un appareil à potentiomètre.

Il comporte deux enroulements intérieurs : l'un de ces enroulements, l'enroulement d'excitation, est alimenté directement par la batterie ; l'autre, appelé enroulement de contrôle, relié à une de ses extrémités au point milieu de l'enroulement précédent, reçoit à l'autre extrémité la tension variable relevée sur le curseur d'un potentiomètre.

L'intensité absorbée est de l'ordre de 60 mA.

La Société S. F. I. M. fabrique deux appareils de ce type de sensibilités différentes.

II-4-4. ACCÉLÉROMÈTRE A MASSE.

C'est un appareil non électrique dans lequel les accélérations provoquent la translation d'une masse, entraînant la rotation d'un miroir fixé à cette masse.

II-4-5. Ces appareils se fixent dans les enregistreurs :

— soit sur une barre transversale (galvanomètre à aimant mobile) ;

— soit sur des socles latéraux en queue d'aronde (tous les autres appareils décrits ci-dessus).

II-5. Grandeurs étudiées.

Dans cette étude ne seront examinées que les applications des appareils S. F. I. M. aux essais sur les véhicules automobiles.

Ces applications peuvent entrer dans une des classes suivantes :

II-5-1. Mesure des températures.

Deux procédés sont utilisés suivant l'échelle des températures que l'on veut relever :

a) *Pour des températures comprises entre* 0 *et* 150° *environ* (par exemple température ambiante, température de l'eau de refroidissement et de l'huile de graissage dans un moteur, température du lubrifiant dans une boîte de vitesses ou un pont *AR*, température de l'essence en phase liquide ou vapeur) on utilise une sonde à résistance de platine ayant une valeur de 100 ohms à 0° placée dans une branche d'un pont de Wheatstone, l'appareil traducteur étant un galvanomètre à cadre mobile shunté par une résistance variable sensiblement égale à sa résistance intérieure et disposée dans une diagonale du pont.

La variation de résistance de ces sondes est d'environ 0,3 ohm par degré.

Une résistance variable placée en série dans la diagonale du galvanomètre permet d'ajuster le zéro de l'échelle des températures utilisées. Le shunt variable permet de régler l'amplitude de l'échelle. Les éléments du pont sont déterminés de façon à faire décrire aux spots la largeur totale de la bande photographique pour la grandeur totale de l'échelle des températures mesurées.

b) *Pour les températures comprises entre* 0 *et* 1 000°, on utilise un thermocouple, soit en fer constant dans une zone entre 0 et 400° (température des joints de bougies, température des garnitures des freins), soit en chromelalumel pour les températures entre 0 et 1 000° (température des gaz d'échappement à la sortie de la culasse d'un moteur).

Ce thermocouple alimente, par l'intermédiaire d'une résistance, un galvanomètre à aimant mobile shunté par une résistance réglable dont la valeur est choisie voisine de la résistance d'amortissement critique du galvanomètre.

II-5-2. Position des organes en mouvement rotatif ou rectiligne (papillon des gaz dans un carburateur, crémaillère de commande des pompes d'injection, pédales, timoneries, organes de suspension).

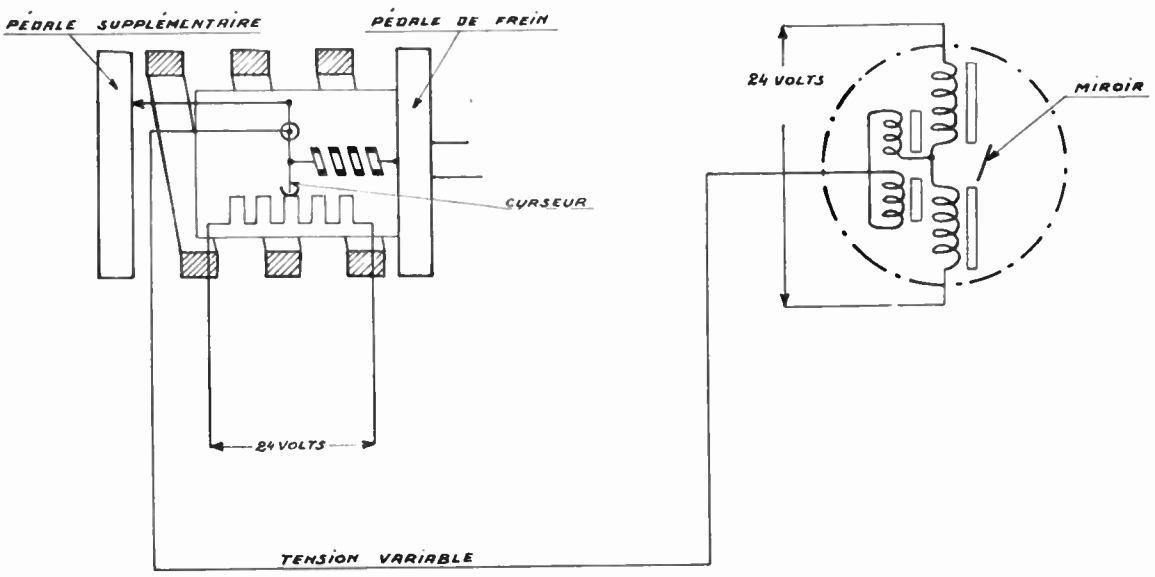
On relie par une timonerie appropriée l'organe étudié à un potentiomètre ; de cette façon, le déplacement de l'organe provoque le déplacement du curseur du potentiomètre. La tension variable recueillie sur ce curseur alimente directement un quotientmètre, placé dans l'enregistreur.

II-5-3. Vitesse d'un organe tournant (moteur, arbre de transmission, roues).

L'organe tournant entraîne à l'aide d'une transmission rigide un alternateur monophasé dont la tension ayant une fréquence comprise entre 0 et 20 périodes par seconde, est redressée par des cellules sèches montées en pont et filtrée à l'aide d'un filtre passe-bas. La tension continue ainsi obtenue permet d'alimenter un galvanomètre à aimant mobile shunté par une résistance variable autour de la résistance d'amortissement critique. La variation de cette résistance permet de modifier l'échelle des vitesses.

II-5-4. Effort dans un organe ou sur un point fixe (action sur une pédale de frein, dans une timonerie de commande de frein ou d'embrayage, ou sur les supports de moteur).

L'effort est appliqué sur un dynamomètre à ressort inséré entre la source d'effort (pied du conducteur par exemple), et le point d'application de l'effort (pédale de frein par exemple). L'écrasement du ressort provoque le déplacement d'un curseur sur un potentiomètre et la tension variable ainsi recueillie permet d'alimenter un quotientmètre. Le déplacement de l'organe mobile du dynamomètre est de l'ordre de quelques dixièmes de millimètre (fig. 15).



Dynamomètre N. 312. Fig. 15 Quotientmètre E. 521

II-5-5. Pression dans un fluide (pression dans une canalisation de frein hydraulique ou dépression au carburateur).

On utilise un manomètre à membrane. Le déplacement de cette membrane agit sur le curseur d'un potentiomètre avec lequel on alimente un quotientmètre placé dans l'enregistreur.

II-5-6. Accélération suivant un axe quelconque sur une voiture ou accélération dans un organe mobile par rapport à la voiture (roue par exemple).

On utilise un accéléromètre à masse.

II-6. Exemples d'études effectuées sur des voitures à l'aide de ces appareils.

La facilité de montage et d'utilisation des appareils étudiés plus haut a permis de mener à bien différentes études qui ont apporté des éléments nouveaux dans des problèmes souvent connus par leurs effets, mais pour lesquels il était difficile, sinon impossible, avec les moyens dont on disposait auparavant, de déterminer l'action exacte de chacun des paramètres qui y interviennent.

De plus, la simplicité de mise en œuvre des appareils permet de réduire le nombre des expérimentateurs et même, dans certains cas, de les supprimer.

C'est ainsi qu'ont été réalisées en particulier les études suivantes :

II-6-1. Étude du fonctionnement pratique d'une voiture en service normal.

II-6-1-1. *Généralités.*

Cette étude devait permettre, après dépouillement des relevés photographiques, de reproduire au banc d'essais électronique à programme la marche du moteur dans les conditions d'emploi de la voiture.

Les paramètres relevés sont les suivants :

- vitesse du moteur ;
- vitesse de la voiture ;
- position du papillon des gaz du carburateur ;
- accélération longitudinale de la voiture ;
- température de l'eau à l'entrée du radiateur ;
- température de l'huile dans le carter du moteur.

Ces enregistrements ont été effectués sur des camionnettes Renault Juva 1 employées dans l'agglomération parisienne pour le ramassage des lettres dans les boîtes aux lettres et le transport de ces lettres aux bureaux de postes. Ce service a été choisi en raison des efforts importants qu'il impose aux voitures conduites par des chauffeurs manquant parfois d'expérience et circulant dans des endroits souvent très encombrés. Il se caractérise par de fréquents arrêts, des démarrages rapides, entraînant des variations très importantes du régime du moteur, un fonctionnement du moteur (eau et huile) à des températures souvent trop basses.

L'enregistreur était placé sous le siège du conducteur et la batterie dans un angle de la caisse dans un coffre. La place occupée par l'ensemble était très faible et n'entravait en aucun cas l'utilisation normale de la voiture.

II-6-1-2. *Montages permettant la traduction des paramètres.*

a) *Vitesse du moteur* : Un alternateur tachymétrique est entraîné par une prise de vitesse montée sur un allumeur spécial ; l'alternateur tourne à une vitesse quatre fois plus faible que celle du moteur et donne donc une tension alternative dont la fréquence est comprise entre 0 et 20 périodes par seconde La figure 16 représente le montage.

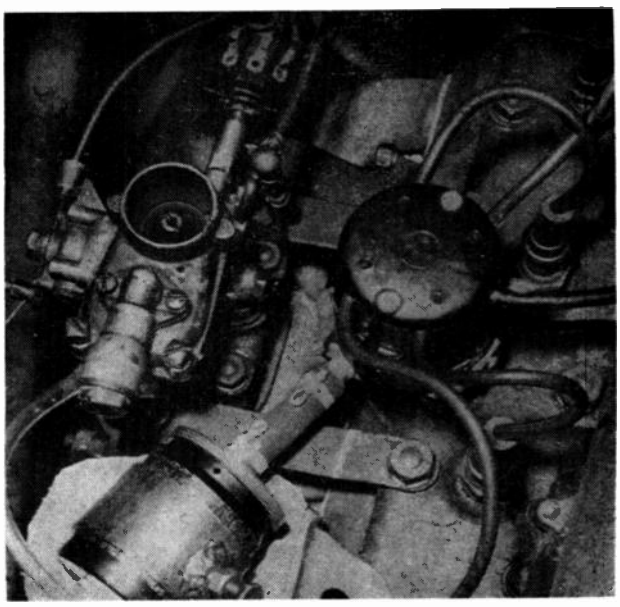


Fig. 16

b) *Vitesse de la voiture* : Un alternateur est entraîné à la sortie de la boîte de vitesses par l'arbre entraînant le compteur de vitesse de bord. Cet alternateur tourne à la même vitesse que les roues *AR* et donne donc une fréquence comprise entre 0 et 10 périodes par seconde. La figure 17 représente le montage.

La tension alternative délivrée par chacun de ces alternateurs actionne un galvanomètre à aimant mobile placé dans l'enregistreur (Cf. § II-5-3).

c) *Position du papillon des gaz* : Un potentiomètre circulaire d'une résistance totale de 1 000 ohms est fixé sur l'axe du papillon des gaz du carburateur comme l'indique la figure 18. La tension variable recueillie sur le curseur de ce potentiomètre vient agir sur un logomètre placé dans l'enregistreur.

d) *Accélération longitudinale* : Elle est donnée par un accéléromètre à masse à miroir.

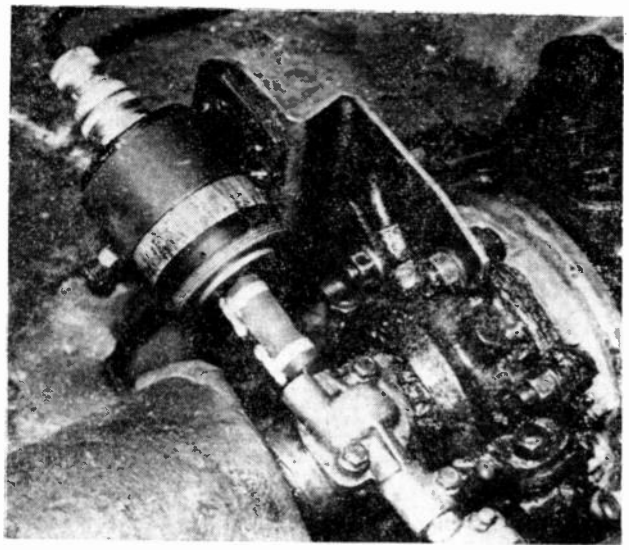


FIG. 17

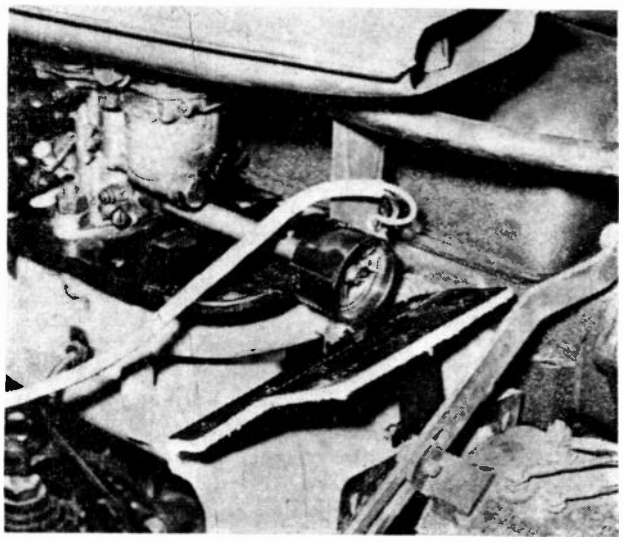


FIG. 18

e) *Température d'eau ou d'huile* : Cette température qui varie pour l'eau entre 0 et 100° et pour l'huile entre 0 et 120° se mesure à l'aide de sondes à résistance de platine suivant le schéma indiqué au § II-5-1-*a*).

II-6-1-3. *Résultats obtenus.*

La figure 19 donne un exemple d'enregistrement en service normal.

En partant de la partie supérieure de la bande photographique on observe les courbes suivantes :

1° Le trait de repère supérieur qui détermine l'origine des échelles de lecture ;

2° La vitesse de la voiture : le zéro est à la partie supérieure et le point représentatif se déplace vers le bas quand la vitesse augmente ; la largeur totale de la bande correspond à une variation de vitesse de 0 à 80 km/h. ;

3° La vitesse du moteur : le zéro est à la partie supérieure et le point représentatif se déplace vers le bas quand la vitesse augmente. Le trait de repère inférieur correspond à une vitesse de l'ordre de 3 000 t/mn ;

4° La température de l'eau de refroidissement à la sortie du moteur : le point représentatif se déplace vers le bas quand la température augmente. On peut enregistrer sur la bande des températures comprises entre 0 et 80°.

5° L'accélération longitudinale : le zéro est au centre de la bande. Cette accélération est positive (démarrage et augmentation de vitesse) vers le haut, et négative (freinage) vers le bas. La largeur totale de la bande correspond à $\pm$ 1 g, soit au total environ 20 m/s/s.

6° La température de l'huile du moteur : le point représentatif se déplace vers le haut quand la température augmente ; on peut enregistrer sur la bande des températures comprises entre 0 et 120° ;

7° La position du papillon des gaz : ce papillon est fermé quand le point représentatif est en bas, et ouvert au maximum quand ce point est au centre de la bande ;

8° La base de temps : une seconde est représentée par un blanc et un noir, et, afin de faciliter le repérage, un trait noir est omis toutes les 10 secondes ;

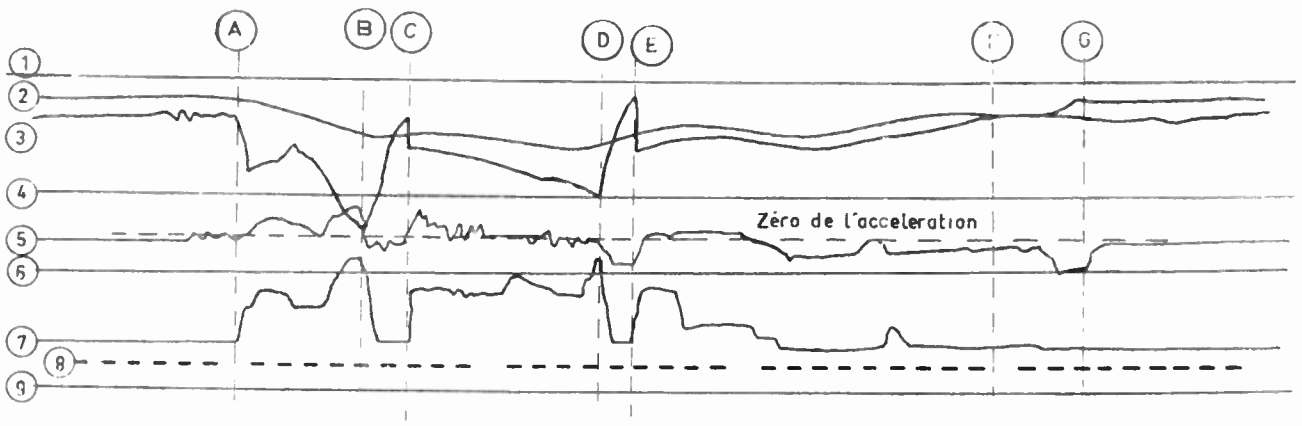


FIG. 19

9° Le trait de repère inférieur.

L'exemple reproduit correspond au déplacement d'une voiture entre deux arrêts.

Au début de l'enregistrement, la voiture est arrêtée et le moteur tourne au ralenti.

En *A*, le conducteur démarre : le papillon des gaz (7) s'ouvre, la vitesse du moteur (3) augmente, et la vitesse de la voiture (2) ne commence à marquer une variation sensible qu'après une fraction de seconde correspondant à un temps mort dû à l'embrayage.

On voit ensuite les vitesses du moteur et de la voiture croître jusqu'en *B*, instant où le conducteur relâche l'accélérateur et débraye pour enclencher la deuxième vitesse. Cette opération se déroule entre *B* et *C*, et se traduit, d'une part par un léger fléchissement de la vitesse de la voiture (2), et d'autre part par une accélération négative de faible valeur (5).

En *C*, l'opération est terminée, et entre *C* et *D*, la voiture roule en deuxième vitesse.

En *D*, le conducteur relâche l'accélérateur et débraye pour passer en troisième vitesse par un processus analogue à celui examiné plus haut pour le passage de la deuxième.

En *E*, l'opération est terminée, et la voiture commence par ralentir, le conducteur ayant relâché l'accélérateur, puis augmente sa vitesse jusqu'en *F*, le conducteur appuyant légèrement sur l'accélérateur.

Au point *F*, le conducteur débraye et relâche l'accélérateur, la voiture continuant sur sa lancée.

Entre *F* et *G*, on voit la vitesse du moteur retomber rapidement au ralenti, et la voiture s'arrêter sous l'action d'un coup de frein marqué par l'accélération négative (5).

En *G*, la voiture est arrêtée.

On constate ainsi la clarté des enregistrements et la facilité avec laquelle ils peuvent être lus et interprétés.

Le dépouillement d'un ensemble d'enregistrements effectués sur une camionnette à moteur 4 CV au cours du premier semestre 1951 pour des températures ambiantes variant entre 9 et 28°, a donné des renseignements extrêmement intéressants.

C'est ainsi qu'il a été constaté que, contrairement à ce qui était jusque-là généralement admis, les variations de températures de l'eau de refroidissement et de l'huile du moteur sont très faibles et ne dépassent pas quelques degrés au cours d'un enregistrement de trente minutes ; les températures atteintes sont de l'ordre de 55° pour l'huile et de 70° pour l'eau.

En moyenne, on a relevé, pour le service étudié, que le véhicule est arrêté environ la moitié du temps. La durée d'une période de marche entre deux arrêts, comprenant le démarrage, puis les passages en deuxième et troisième vitesses et l'arrêt, varie entre trente cinq et quarante secondes.

Au cours d'une demi-heure, le nombre de cycles de marche est de l'ordre de 20 à 25, et le nombre total des changements de vitesses est de l'ordre de 75 à 80, soit en moyenne un changement de vitesse toutes les douze secondes de marche environ.

11-6-1-4. *Variante de ces enregistrements sur un véhicule à moteur diésel.*

Les mêmes paramètres ont été également relevés dans une autre série d'essais sur un tracteur équipé d'un moteur diésel.

Dans cette étude, l'enregistrement de la position du papillon des gaz, qui représente la charge du moteur, a été remplacé par celui de la position de la crémaillère de la pompe d'injection. Cette position est repérée à l'aide d'un potentiomètre circulaire dont la rotation est entraînée par les déplacements longitudinaux de la crémaillère ; le curseur du potentiomètre alimente un logomètre.

11-6-2. Étude du freinage.

11-6-2-1. *Généralités.*

Cette étude avait pour objet de déterminer l'efficacité des garnitures de freins, en particulier la valeur de leur coefficient de frottement et la variation de ce coefficient en fonction de la température et de l'usure.

Les paramètres relevés sont les suivants :

— vitesse de la voiture ;
— distance d'arrêt ;
— accélération longitudinale ;
— effort sur la pédale de frein ;
— pression dans le circuit de frein hydraulique.

11-6-2-2. *Montages permettant la traduction des paramètres.*

a) *Vitesse de la voiture* : Cette vitesse est mesurée à l'aide d'un alternateur tachymétrique entraîné soit à la sortie de la boîte de vitesses, soit par l'axe

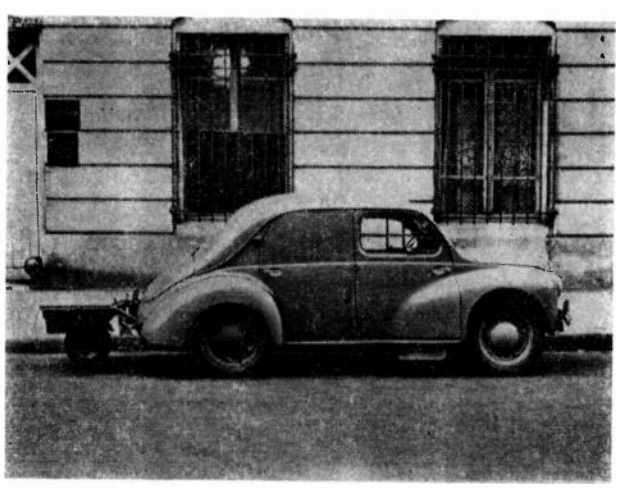


Fig. 20

de la roue d'une remorque légère fixée derrière la voiture essayée (fig. 20). Cet alternateur alimente un galvanomètre à aimant mobile.

b) *Distance d'arrêt* : L'axe de la roue de la remorque porte une came qui, à chacun de ses tours, c'est-à-dire tous les 1,20 m, ferme un contact agissant sur un des tops placés dans l'enregistreur.

c) *Accélération longitudinale* : Elle est donnée par un accéléromètre à masse à miroir conforme à l'appareil décrit au § II - 5-6.

d) *Effort sur la pédale de frein* : Un dynamomètre à potentiomètre alimentant un quotientmètre est monté sur la pédale de frein (fig. 21).

FIG. 21

e) *Pression dans le circuit de frein hydraulique* : Un manomètre à potentiomètre est relié à la canalisation de freinage hydraulique au point où l'on désire connaître la pression.

II-6-2-3. *Résultats obtenus.*

La figure 22 donne un exemple des enregistrements obtenus très clairs et qui permettent de déterminer dans des conditions plus précises que les conditions ordinaires d'essais, l'efficacité des freins. En effet, il est possible d'établir la relation entre l'effort exercé sur la pédale et l'accélération négative du freinage. On peut en outre connaître facilement la relation entre cet effort et la pression régnant en différents points du circuit hydraulique.

II-6-2-4. On peut ajouter aux paramètres indiqués plus haut, les températures des garnitures de freins.

Pour les enregistrer, on dispose dans une cavité pratiquée à l'intérieur de chacune des garnitures étudiées, un thermocouple fer-constantan.

II-6-3. ÉTUDE DU FONCTIONNEMENT D'UN EMBRAYAGE.

Cette étude reprend, sous une forme légèrement différente, des paramètres observés dans d'autres essais. Les échelles sont modifiées de façon à obtenir une plus grande précision pour les faibles valeurs atteintes par la vitesse, et l'accélération de la voiture dans cet essai. On emploie l'appareil enregistreur le plus rapide.

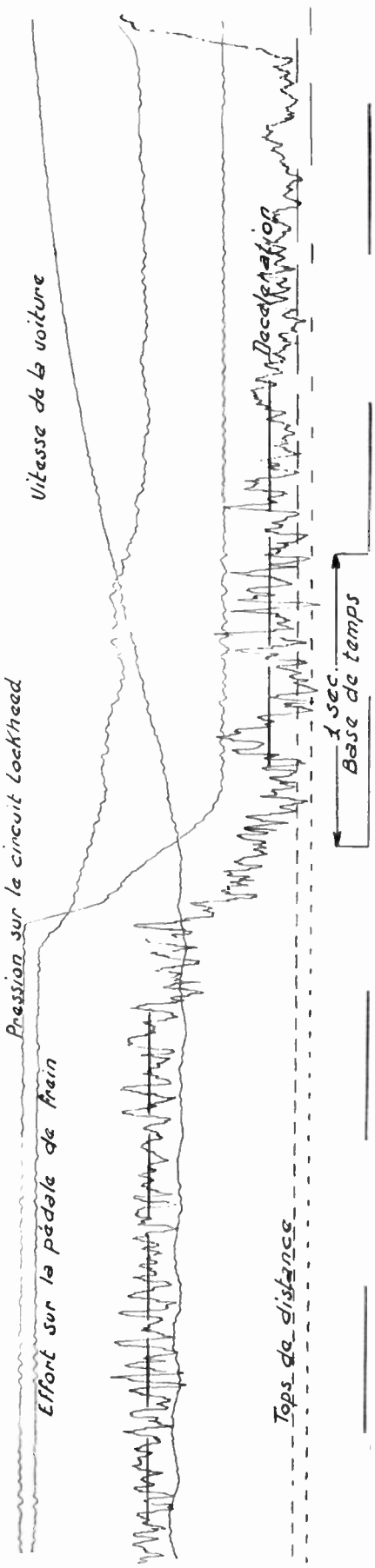


FIG. 22

Les paramètres relevés sont les suivants :

— vitesse du moteur ;
— vitesse de l'arbre de transmission ;
— position du papillon des gaz ;
— accélération longitudinale ;
— distance parcourue.

Une remorque légère à une roue est accrochée derrière le véhicule. L'axe de sa roue entraîne un dispositif donnant un contact tous les 1/6 de tour, ce qui permet d'enregistrer les distances parcourues.

Les quatre premiers paramètres sont mesurés comme il a été indiqué au § II-6-1-2 ; les distances parcourues sont mesurées à l'aide d'un top placé dans l'enregistreur et actionné tous les 30 cm.

Les enregistrements ainsi obtenus permettent d'étudier en détail les phénomènes de glissement qui se produisent dans un embrayage au moment de l'accouplement du moteur et de la boîte de vitesse.

II-6-4. Étude de la suspension ou de la tenue de route d'une voiture.

Ces essais ont pour objet de comparer la suspension ou la tenue de route de différents véhicules. On dispose pour celà des accéléromètres à potentiomètres en différents points des voitures étudiées et suivant différents axes, soit axe vertical pour l'étude de la suspension, soit axe transversal pour l'étude de la tenue de route.

On peut ainsi enregistrer dans l'appareil les accélérations en 4 points différents de la voiture.

II-6-5. Étude des températures en différents points du circuit d'essence.

Pour permettre de connaître l'action des différents paramètres intervenant dans le phénomène du « vapor-lock », un équipement a été réalisé pour enregistrer les températures de l'essence ou du mélange carburé avant ou après la combustion en différents points choisis entre le réservoir de combustible et l'échappement du moteur.

Il est rappelé que le « vapor-lock » résulte de la vaporisation de l'essence dans la canalisation entre la pompe et le carburateur. Ce phénomène qui se présente dans certaines conditions de température et de pression barométrique, entraîne l'arrêt du moteur par manque d'essence.

Le détail des montages réalisés, qui font appel aux techniques de mesure des températures indiquées plus haut, ne sera pas donné. On se bornera à indiquer que 6 températures sont relevées : 4 à l'aide de sondes à résistance et 2 à l'aide de thermocouples.

II-6-6. Étude du givrage du carburateur.

L'étude du détail des phénomènes de givrage dans les carburateurs de voiture a pu être menée à bien grâce à l'enregistrement simultané des paramètres.

Dans cette étude, dont on ne donnera pas le détail, on a relevé les températures en trois points différents du carburateur ainsi que les paramètres suivants :

— vitesse du moteur ;
— position du papillon des gaz ;
— dépression en aval du papillon des gaz ;
— richesse des gaz d'échappement.

La dépression est mesurée à l'aide d'un manomètre à potentiomètre alimentant un quotientmètre. La richesse des gaz d'échappement est mesurée à l'aide d'un pont de Wheatstone dont l'une des branches comprend une résistance placée dans les gaz d'échappement préalablement décantés et refroidis. La résistance de cette branche varie quand la teneur en CO^2 des gaz d'échappement varie : il en résulte un déséquilibre du pont que traduit un galvanomètre à aimant mobile placé dans l'une des diagonales.

II-6-7. Étude des fautes des élèves conducteurs.

Le montage étudié dans le § II-6-1 peut être appliqué à l'enregistrement sur une voiture école des fautes des élèves et à la correction rationnelle de ces fautes par examen de la bande photographique.

Conclusion

Les travaux exposés ci-dessus sont le fruit d'une collaboration assidue entre trois organismes, la Direction Régionale de Matériel de Transport des P. T. T., le Centre National d'Etudes des Télécommunications, et l'Institut Français du Pétrole. Cette collaboration constitue un témoignage de l'entraide que peuvent s'apporter mécaniciens et électroniciens, non seulement sur le plan des théories et des principes généraux, mais surtout dans la résolution des problèmes concrets, plus ou moins modestes, qui se posent à l'exploitant. Une telle assistance mutuelle sera sans doute indispensable aussi longtemps que les laboratoires manqueront de techniciens compétents, par leur formation, dans toutes les disciplines à mettre en œuvre pour traiter les cas complexes d'automatisation.

Cette étude nous paraît aussi confirmer la contribution que, avec ou sans électronique, la technique des télécommunications est susceptible d'apporter au progrès dans des domaines d'application très variés, et aussi éloignés de sa vocation d'origine que le sont l'automobile et l'essai des moteurs thermiques.

APPAREILS DE MESURE ÉLECTRONIQUES POUR LES ESSAIS ET RECHERCHES SUR LES CARBURANTS

PAR

F. KERMARREC, L. SOUKIASSIAN, J. WEISSMANN

Ingénieurs de recherche à l'Institut Français du Pétrole

INTRODUCTION

L'électronique prend une place de plus en plus grande dans les méthodes d'essais des moteurs à combustion interne et des carburants. Son intervention a progressivement évolué depuis ses premières applications. On a assisté d'abord à l'éclosion d'un nombre considérable d'appareils de laboratoire utilisant les principes les plus variés pour la transformation des grandeurs mécaniques en grandeurs électriques. Ces appareils fournissaient des informations qualitatives intéressantes ; toutefois leur emploi restait limité par suite de leur encombrement et de la sensibilité des détecteurs à tout autre phénomène que celui qu'on cherchait à mettre en évidence. Cette maladie de croissance, jointe à l'enthousiasme des inventeurs attribuant des qualités excessives à leur appareil, a créé un esprit de méfiance parmi les utilisateurs mécaniciens. Nombre de ces appareils sont tombés dans l'oubli et seuls ont survécu ceux qui étaient dus à la coopération entre électroniciens et mécaniciens.

La deuxième phase du développement des appareils électroniques est caractérisée par la mesure effective des phénomènes dans les conditions d'utilisation industrielle. Si, à l'origine, les études effectuées sur le moteur posaient le problème du choix du moteur d'étude, en liaison avec celui de l'appareil électronique utilisé, il n'en est plus de même aujourd'hui. Le mécanicien pose le problème de la mesure, définit la grandeur à mesurer et précise à l'électronicien des conditions dans lesquelles cette mesure doit être effectuée. L'électronicien choisit alors parmi les divers appareils électroniques à sa disposition celui qui convient le mieux au problème posé : ainsi pour la détermination de la puissance indiquée, phénomène essentiellement cyclique, la mesure peut être effectuée en utilisant des méthodes électroniques stroboscopiques, l'étude de la combustion peut être faite en faisant appel à des méthodes électroniques statistiques, celle des phénomènes transitoires exige l'emploi d'appareils instantanés.

L'appareil électronique devenant un appareil de mesure doit posséder au minimum les qualités des appareils de mesure mécaniques : robustesse, précision, sensibilité et fidélité. Dans un atelier de mécanique ou dans une station de moteurs, on donnera la préférence, à qualité égale, à l'appareil mécanique, dont l'entretien et la réparation n'exigent pas de connaissances spéciales. Pour remplacer l'appareil mécanique il faut donc que l'appareil électronique présente un avantage sur ce dernier. Cet avantage peut être une plus grande facilité de réglage, entraînant un gain de temps dans la mesure. C'est ainsi que le « Detonation Meter », dont on trouvera la description dans le présent article, a remplacé le détecteur de détonation mécanique, dans les méthodes normalisées d'appréciation des qualités indétonantes des carburants.

Les facilités d'adaptation et de montage sur véhicules des tachymètres électroniques représentent l'avantage de ces derniers sur les tachymètres mécaniques. Enfin

WRH

certaines grandeurs, telles que l'avance à l'allumage instantanée, ne peuvent être mesurées qu'avec un appareillage électronique.

Ces appareils dont certains ont été mis au point à l'Institut Français du Pétrole, peuvent être mis entre les mains de personnel non spécialisé et présentent les qualités mentionnées plus haut.

Dans le domaine de la recherche sur moteurs, on est obligé de faire un compromis judicieux entre les différentes qualités des appareils de mesure. L'électronicien doit avant tout préciser au mécanicien les limites de l'utilisation des appareils. Les perfectionnements susceptibles d'être apportés aux appareils sont faits dans le sens d'une utilisation meilleure et plus facile ; ils doivent être étudiés sur des appareils doublant ceux utilisés, et non pas sur ceux-ci au cours de leur service.

Le développement des appareils électroniques pour les mesures doit être le fruit d'un travail en équipe entre les mécaniciens et les électroniciens.

R. VICHNIEVSKY
Chef du Département Carburants et Combustibles
à l'Institut Français du Pétrole
Sous-Directeur de la Station Claude Bonnier

APPAREIL DE MESURE DE L'INTENSITÉ DE COGNEMENT

« Detonation Meter »

Cet appareil est utilisé pour la mesure de l'indice d'octane sur moteur C. F. R. normalisé. Les nouvelles dispositions légales prévoient que le « Detonation Meter » sera désormais le seul pouvant être employé pour cette mesure.

Principe de fonctionnement (fig. 1).

Un capteur placé dans la chambre de combustion du moteur, fournit un signal, fonction de la pression régnant dans le cylindre.

Cette tension, filtrée puis amplifiée par un premier amplificateur A est injectée à l'entrée d'un appareil B qui soustrait une tension constante et transmet le signal obtenu à l'amplificateur C.

Appelons : a l'amplification de A

b la tension soustraite par B

c l'amplification de C

h_1 et h_2 : 2 tensions différentes obtenues à la sortie du capteur pour 2 intensités différentes de cliquetis obtenues à partir de deux carburants à comparer.

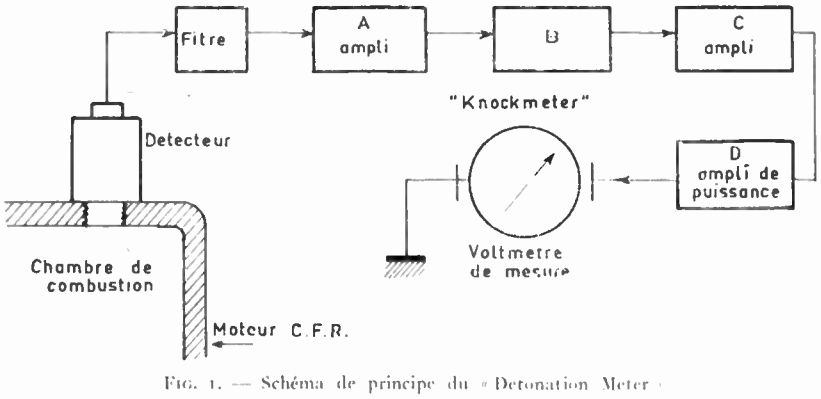


FIG. 1. — Schéma de principe du « Detonation Meter »

En admettant que l'on ait $h_1 > h_2$

D_1 et D_2 : déviations de l'aiguille de « Knockmeter » dues à h_1 et h_2

K constante du voltmètre.

On peut écrire :

$$D_1 = (ah_1 - b)\,ck$$

$$D_2 = (ah_2 - b)\,ck$$

Le rapport des déviations est :

$$\frac{D_1}{D_2} = \frac{(ah_1 - b)\,ck}{(ah_2 - b)\,ck} = \frac{ah_1 - b}{ah_2 - b}$$

Ce rapport croît quand le dénominateur diminue à la limite $\frac{D_1}{D_2} \to \infty$ quand $ah_2 - b \to 0$

Dans ce cas, on voit que si $ah_2 = b$, aucun courant ne traverse le voltmètre. Comme $h_1 > h_2$, en donnant à C une valeur convenable on peut obtenir la déviation D_1 arbitrairement. On constate donc que l'on peut régler la différence de lectures D_1 et D_2 de manière à couvrir toute l'échelle du voltmètre.

Dans l'appareil la tension soustraite B reste constante et on fait varier les gains a et c pour obtenir les conditions de fonctionnement désirées.

Etude des principaux éléments de l'appareil.

a) Le détecteur.

Le détecteur est un capteur à magnétostriction (fig. 2) une pièce tubulaire en métal à magnétostriction M est placée dans un champ engendré par

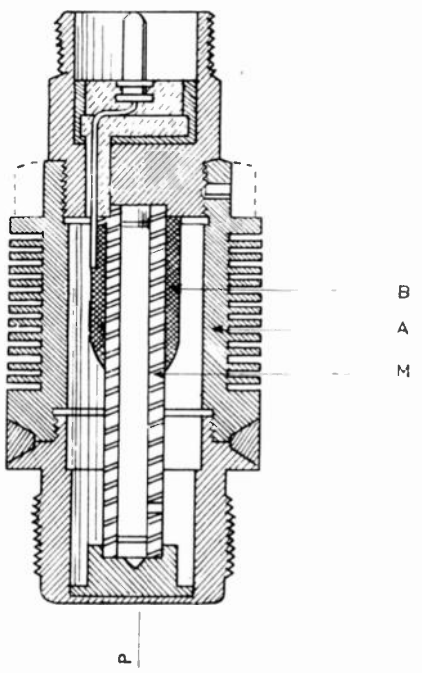


Fig. 2. — Schéma du capteur à magnétostriction

l'aimant permanent A. Une bobine B entoure la pièce M. Lorsque la pression P est appliquée sur la membrane, la pièce M est comprimée et le coefficient de perméabilité μ varie en entraînant des variations dans le champ magnétique ; un courant prend naissance dans la bobine B et on relève une certaine tension aux bornes du capteur.

Le capteur donne une tension fonction de la variation de la pression P ; nous avons $U = f(dp)$.

Les tensions recueillies aux bornes du capteur sont représentées en figure 3.

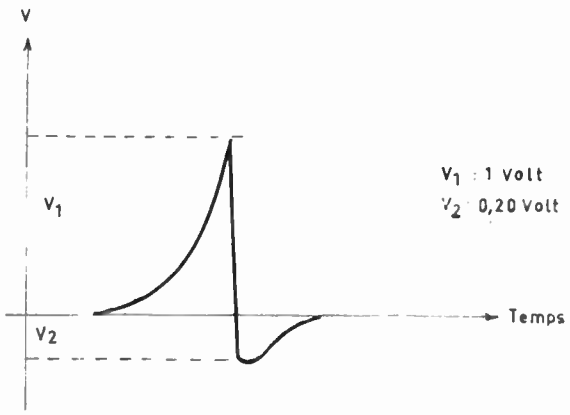


Fig. 3. — Signal recueilli aux bornes du capteur à magnétostriction

Nota. — Pour tous les essais dont nous parlons ici, le moteur C. F. R. a été réglé dans les conditions normalisées pour le mélange primaire 85, c'est-à-dire pour un mélange de 85 % isooctane + 15 % de n-heptane.

b) Filtre d'entrée (fig. 4).

Ce filtre a pour but d'éliminer les vibrations HF apparaissant sur le signal recueilli aux bornes du détecteur. Il est du type « Passe-bas » en π avec cependant une petite capacité de correction C_4

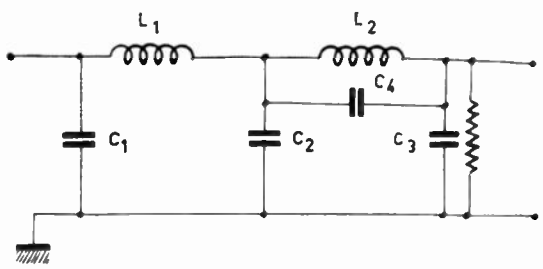


Fig. 4

(dont la valeur est 10 fois plus petite que celle des capacités principales).

Ce filtre coupe les signaux dont la fréquence est supérieure à 2 500 Hz. Les signaux utilisés ont une fréquence située autour de 900 Hz.

c) Amplificateur A (fig. 5).

Cet amplificateur est classique ; il est constitué par une double triode. On peut régler le gain de la deuxième triode en agissant sur la résistance de fuite de grille. Le gain variable obtenu par la variation de l'amplitude d'attaque de cette grille (4) est

utilisé pour le réglage de l'appareil comme nous l'avons vu plus haut.

Le signal recueilli au point 5 (sortie de l'amplificateur) est représenté sur la figure 5*b*.

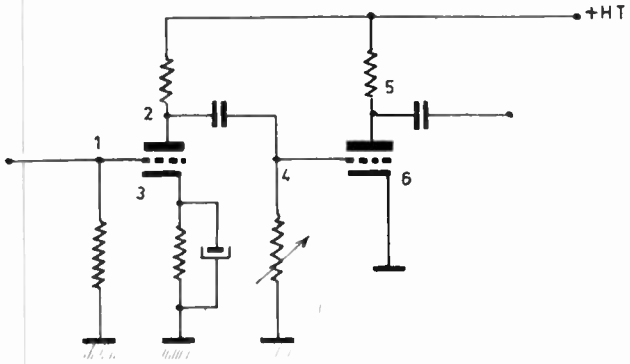


Fig. 5*a*

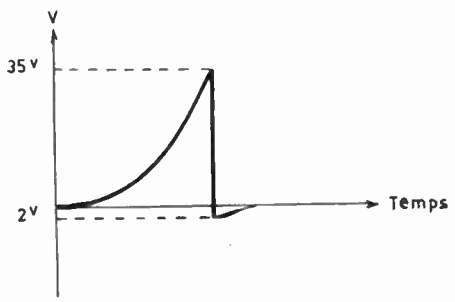


Fig. 5*b*. — Tension au pt. 5

d) Dispositif *B*. — Soustraction d'une tension constante (fig. 6).

Ce dispositif est constitué par une double triode : 1 triode (pts notés 6.4.5) est montée en diode,

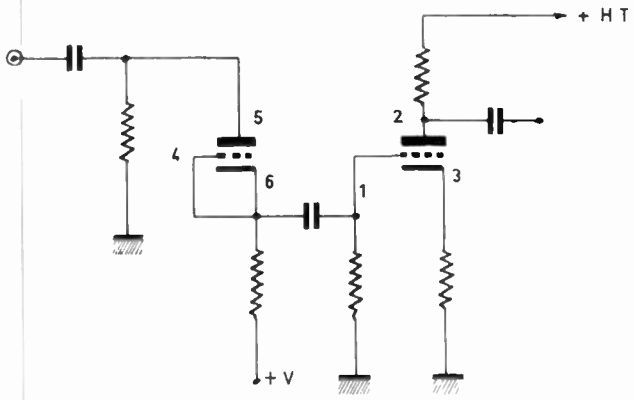


Fig. 6*a*

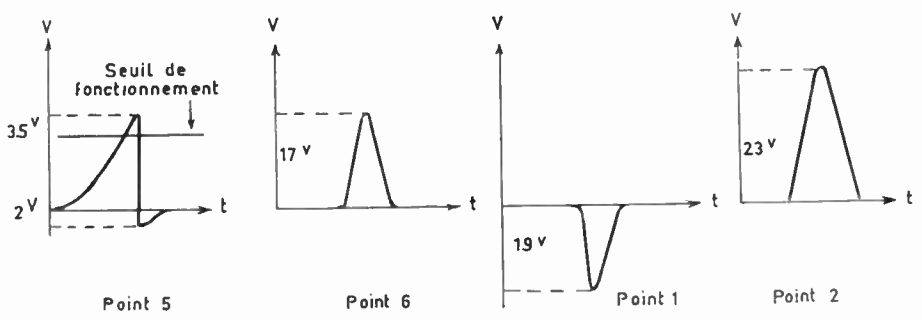


Fig. 6*b*. — Tension au pt. 5 ; tension au pt. 6 ; tension au pt. 1 ; tension au pt. 2.

sélecteur d'amplitude ; en effet, en l'absence de signal, la cathode se trouve à un potentiel supérieur à celui de l'anode, donc aucun courant ne passe.

Il faut que le signal soit supérieur au seuil du fonctionnement pour obtenir un signal au point 6 de ce tube.

Ce signal est ensuite repris par la deuxième triode et amplifié ; les mesures ont été réalisées en différents points de ce montage dans les conditions standard de marche du moteur pour le mélange de référence 85.

e) Amplificateur *C* (fig. 7).

Cet amplificateur est constitué uniquement par deux triodes. La première triode est montée normalement mais a une résistance de fuite de grille variable ce qui permet de régler le gain de cet étage. Ce réglage permet le réglage de l'étalement des lectures D_1 et D_2 comme nous l'avons exposé au début de l'article.

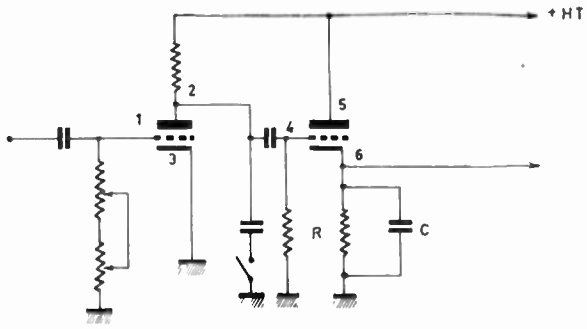


Fig. 7

La deuxième triode de cet amplificateur est montée un peu différemment : la résistance de charge se trouve dans la cathode ; ceci permet de conserver le sens (+) du signal et le de transformer du fait de la capacité en parallèle. En effet, quand le signal positif est appliqué à la grille, la lampe se met à débiter, mais la cathode se polarise négativement et la capacité en parallèle sur R se charge ; pour revenir à l'état initial, il faut décharger la capacité c ; la constante de temps RC va donc intervenir ici pour prolonger le signal. C'est une solution classique dans les appareils pour le comptage des impulsions (fig. 8).

Pour une différence de 1 à 3 entre U et u ;

$$\frac{u}{U} = \frac{1}{3} \text{ on a } \frac{s}{S} = \frac{1}{9}$$

car on peut, en première approximation, raisonner sur 2 surfaces semblables.

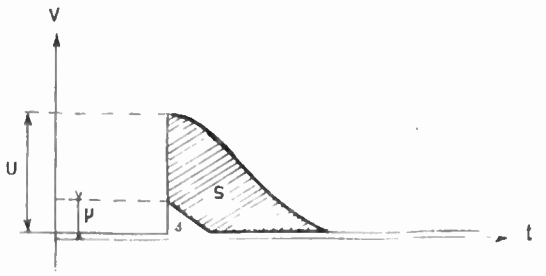


FIG. 8. — Tension à la sortie de l'amplificateur C prévu pour allonger le signal.

f) AMPLIFICATEUR D (fig. 9).

Cet amplificateur a pour but de totaliser les impulsions venant de l'amplificateur C et de donner une indication moyenne stable.

La tension U_m est alors plus stable mais plus longue à obtenir (charge de C_1). On a donc un équilibre rapide (I fermé) ou lent (I ouvert).

Cette tension U_m est transmise à la grille 1 du tube.

L'autre moitié de ce tube (2e triode) est montée de façon a être traversée par un courant permanent constant. La chute de tension dans le circuit cathode est donc constante alors que celle de la cathode 1 est fonction de u_m.

Les tensions respectives des cathodes 1 et 2 du tube sont transmises directement aux grilles 1 et 2 du tube final dont les deux parties débitent inégalement et le voltmètre indique la différence de tension dans le circuit des anodes de ce dernier tube (le voltmètre est donc branché de façon à effectuer une mesure différentielle).

L'indication du voltmètre est donc une fonction directe de la tension u_m que nous avions aux bornes de la cathode de la 1re triode de cet amplificateur D.

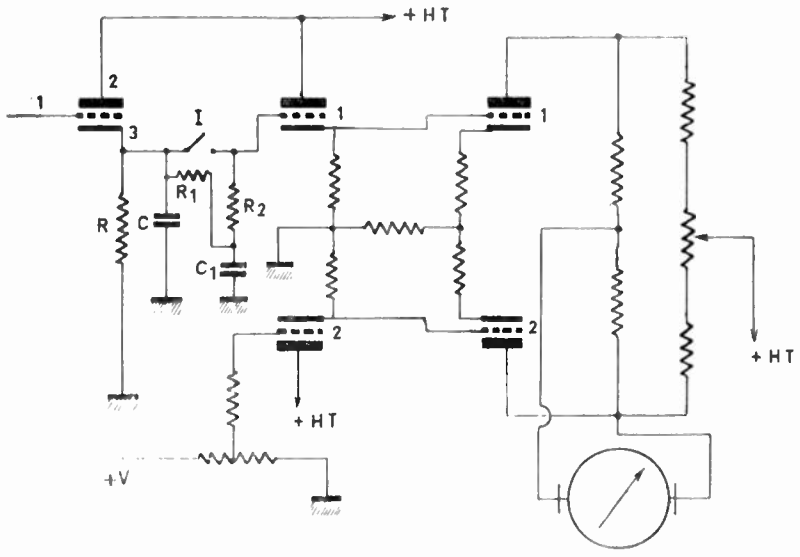


FIG. 9a

Il se compose de :

1° une triode ;

2° une double triode ;

3° une double triode.

Le signal venant de l'amplificateur C est transmis à la grille de la première cathode. La résistance de charge R de cette triode est insérée dans le circuit cathode.

Un circuit intégrateur formé par R_2 et la capacité C_1 à charger totalise les impulsions et donne un courant moyen i_m conduisant à une tension moyenne u_m aux bornes de celui-ci.

Cette tension moyenne est transmise à la grille du tube (1) quand l'interrupteur I se trouve fermé à travers R_2 ; si celui-ci se trouve ouvert, la capacité C_1 se trouve chargée à travers $R_1 >> R_2$.

En résumé, l'étude complète de l'appareil indicateur de détonation électronique montre :

1° Que les différents hydrocarbures sont comparés en régime détonant suivant la valeur maximum de la courbe de l'accroissement de la pression dépourvue des phénomènes vibratoires caractérisant le cliquetis ;

2° Que l'appareil est susceptible de différencier des hydrocarbures très voisins ce que n'a pas pu faire LICHTENBERGER en se servant également de la variation de $\frac{dp}{dt}$ pour caractériser le phénomène de cliquetis ;

3° Que l'appareil a été mis au point pour des vitesses de rotation déterminées et que son emploi aux différents régimes nécessite une certaine adaptation en ce qui concerne en particulier le circuit d'étalement des signaux.

APPAREILLAGE POUR LA DÉTERMINATION DE L'INDICE D'OCTANE ROUTE DES CARBURANTS

Introduction.

La détermination des qualités indétonantes des carburants sur véhicules ou « indice d'octane route » nécessite un indicateur d'avance instantanée, un tachymètre précis et une commande manuelle pour la correction de l'avance. Les appareils de mesure, indicateur d'avance et tachymètre existent à l'étranger, mais ils présentent les inconvénients d'avoir été conçus pour une gamme de vitesse trop limitée et de ne pas permettre l'expérimentation sur moteur bicylindrique. Quant à la commande d'avance il était impossible de s'en procurer sur le marché français.

C'est pourquoi l'I. F. P. a réalisé des appareils de mesure et un correcteur d'avance utilisable sur toutes les voitures à étudier.

L'appareil de mesure électronique comprend : l'indicateur d'avance et le tachymètre électronique.

I. Indicateur d'avance.

Principe (fig. 9 *b*).

A chaque cycle du moteur, 2 signaux, l'un provoqué par l'étincelle d'allumage, l'autre lié au vilebrequin

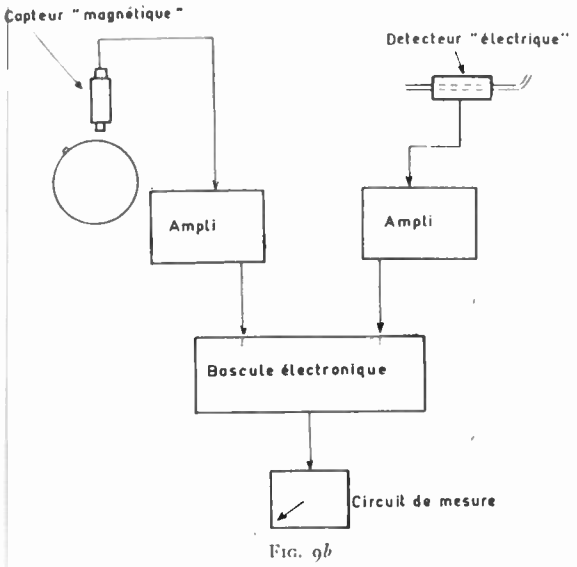


Fig. 9*b*

et provoqué par un capteur magnétique agissent sur un circuit électronique (bascule). Pendant le temps qui sépare les deux impulsions, ce circuit débite un courant d'intensité constante dans un milliampèremètre. Le courant moyen indiqué par l'appareil de mesure est donc fonction de l'écart angulaire séparant les deux signaux ; comme celui lié au vilebrequin est fixé dans le cycle *(PMH)* l'indication de l'appareil de mesure est proportionnelle à l'avance à l'allumage. L'intensité du courant qui traverse le circuit électronique doit être rigoureusement constante ; elle est vérifiée dans une position dite d'étalonnage.

Nous allons, dans cet exposé, examiner l'appareil, fraction par fraction ; nous décrirons successivement :

1º Les détecteurs permettant de repérer l'allumage par rapport au *PMH* ;

2º La bascule électronique ;

3º L'alimentation et le circuit de mesure.

A. — Les détecteurs.

Ils ont pour but de donner les signaux de déclenchement et d'arrêt de la bascule électronique. L'un des signaux lié au vilebrequin est fourni par le détecteur magnétique, l'autre lié à l'allumage est donné par le capteur électrique.

Ces signaux sont transformés par des amplificateurs de « mise en forme » permettant de déclencher la bascule électronique : en effet, l'ensemble capteur-amplificateur doit être étudié de manière à ce que le signal final ait une forme convenable c'est-à-dire :

a) d'une amplitude suffisante, indépendante de la vitesse ;

b) d'une durée aussi brève que possible pour que l'attaque de la bascule soit franche et que le déphasage introduit soit négligeable.

1º *Capteur magnétique* (fig. 10).

Un doigt solidaire du vilebrequin ou de la couronne de la poulie avant du moteur, passe dans l'entrefer

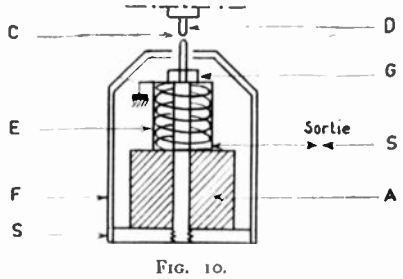


Fig. 10.

d'un circuit magnétique où il occasionne une variation de flux. Cette variation induit une force électromotrice instantanée dans une bobine disposée autour d'une partie du circuit magnétique.

Le circuit magnétique comprend un aimant en acier « Nelco » et des pièces en fer doux *BCD*. Lorsque le doigt passe dans l'entrefer *a*, *b* on recueille aux bornes de la bobine *E* un signal représenté sur la figure 11 ci-dessous.

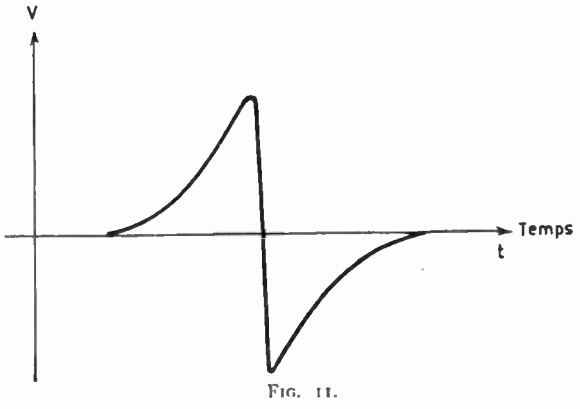


Fig. 11.

Transformation du signal venant du capteur magnétique. — Le signal fourni par le détecteur est amplifié et détecté au moyen d'un amplificateur classique (fig. 12).

Après amplification par une triode, le signal est redressé par un détecteur au sélénium et injecté dans le circuit « balance ».

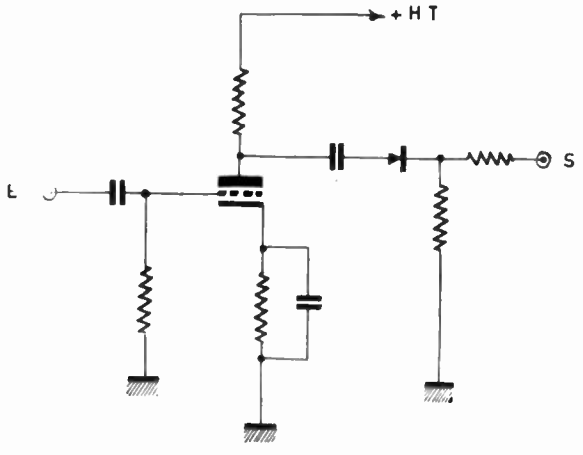


Fig. 12.

2° *Capteur électrique.* Pour repérer l'allumage, deux solutions étaient possibles :

a) Prendre une impulsion sur le primaire du distributeur ;

b) Prendre un signal fonction du courant secondaire de la bobine d'allumage. C'est la deuxième solution qui a été choisie afin d'éliminer un déphasage possible.

Le dispositif est figuré ci-dessous (fig. 13). Le passage du courant secondaire dans le câble allant au distributeur crée une variation de flux électrique qu'un enroulement *E*, placé autour du conducteur transforme en impulsion électrique.

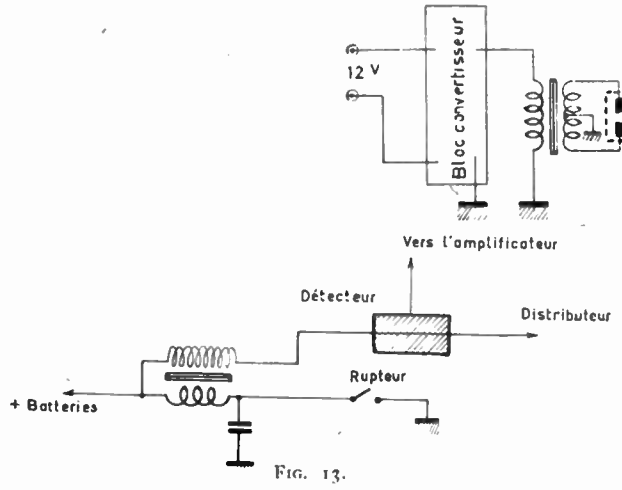


Fig. 13.

La transformation de ce signal est assurée par un amplificateur à double étage avec une cellule redresseuse au sélénium en sortie.

B. La bascule électronique (fig. 14).

Elle a pour rôle de traduire en un courant électrique mesurable, la distance angulaire séparant les signaux provenant des deux détecteurs.

Le principe de fonctionnement est le suivant : deux tubes électroniques sont insérés dans un circuit

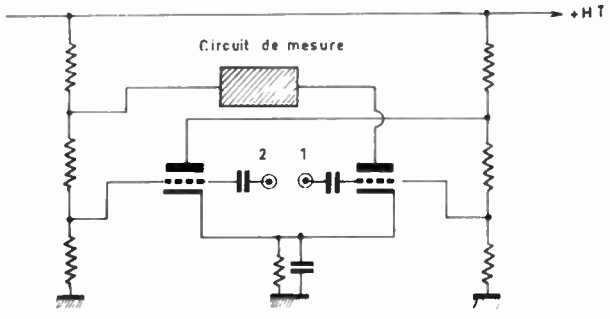


Fig. 14.

symétrique, de manière qu'un signal appliqué à l'une des lampes mette celle-ci en débit et arrête tout passage de courant dans l'autre. On obtient ainsi un double interrupteur électronique dans deux circuits possédant la même alimentation. Un appareil de mesure, placé dans l'un des circuits indiquera une intensité moyenne fonction du temps séparant le signal n° 1 du signal n° 2.

C. Circuit de mesure et alimentation.

L'alimentation (fig. 15) a pour rôle de fournir à la bascule une tension constante d'environ 180 volts à partir de batteries 12 volts. Elle se compose d'un bloc comprenant un double vibreur et transformateur ; d'un tube redresseur, d'une cellule de filtrage et d'un ensemble stabilisateur.

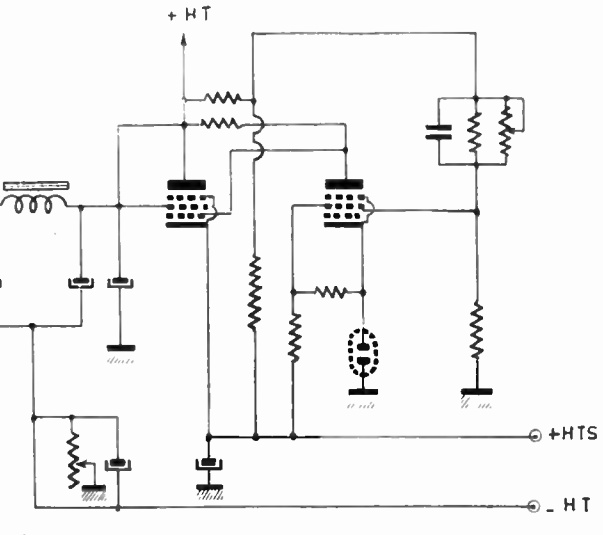


Fig. 15.

Le circuit de mesure (fig. 16) comprend tout d'abord un milliampèremètre shunté par une capacité

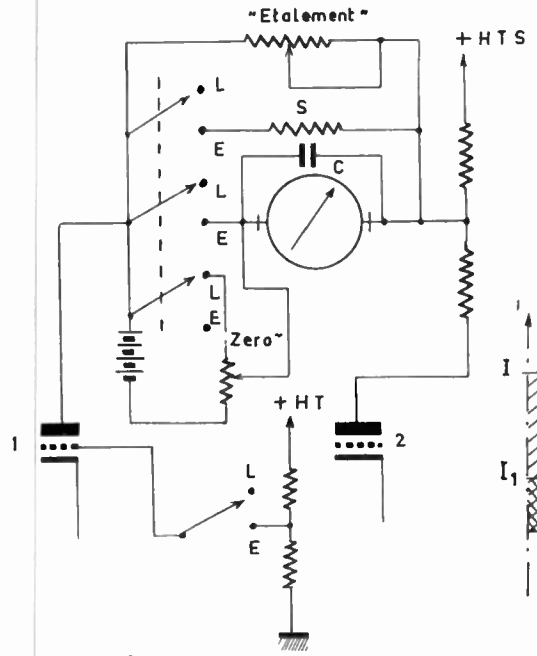


Fig. 16.

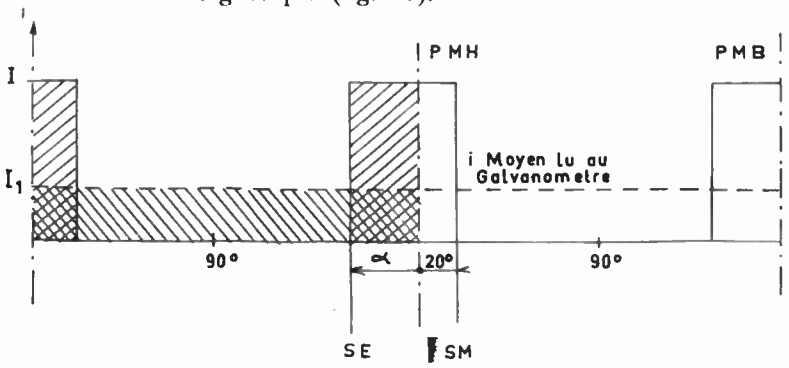


Fig. 17.

de stabilisation. Ce dispositif nous permet de lire sur l'appareil de mesure une intensité moyenne

$$i_{moy} = \frac{1}{T}\int_0^T i\,dt$$

T définissant la période séparant deux allumages. Transposée en angle de rotation, cette relation peut s'écrire $i = \frac{k}{\Omega}\int_0^{\Omega} id\,\omega$ dans laquelle Ω est la période angulaire.

Pour la commodité de l'emploi de l'indicateur d'avance, il est nécessaire que :

1° Le courant traversant le tube électronique de mesure soit toujours rigoureusement constant pendant le temps que sépare le signal électrique du signal magnétique (fig. 17).

Ceci est rendu possible par un dispositif dit d'étalonnage, dans la position étalonnage, seul le tube de mesure débite et l'on peut ajuster le courant à l'aide d'un potentiomètre ;

2° Que les indications données par l'appareil de mesure puissent être légèrement rectifiées en fonction de la place où se trouve le capteur magnétique par rapport au *PMH* du moteur.

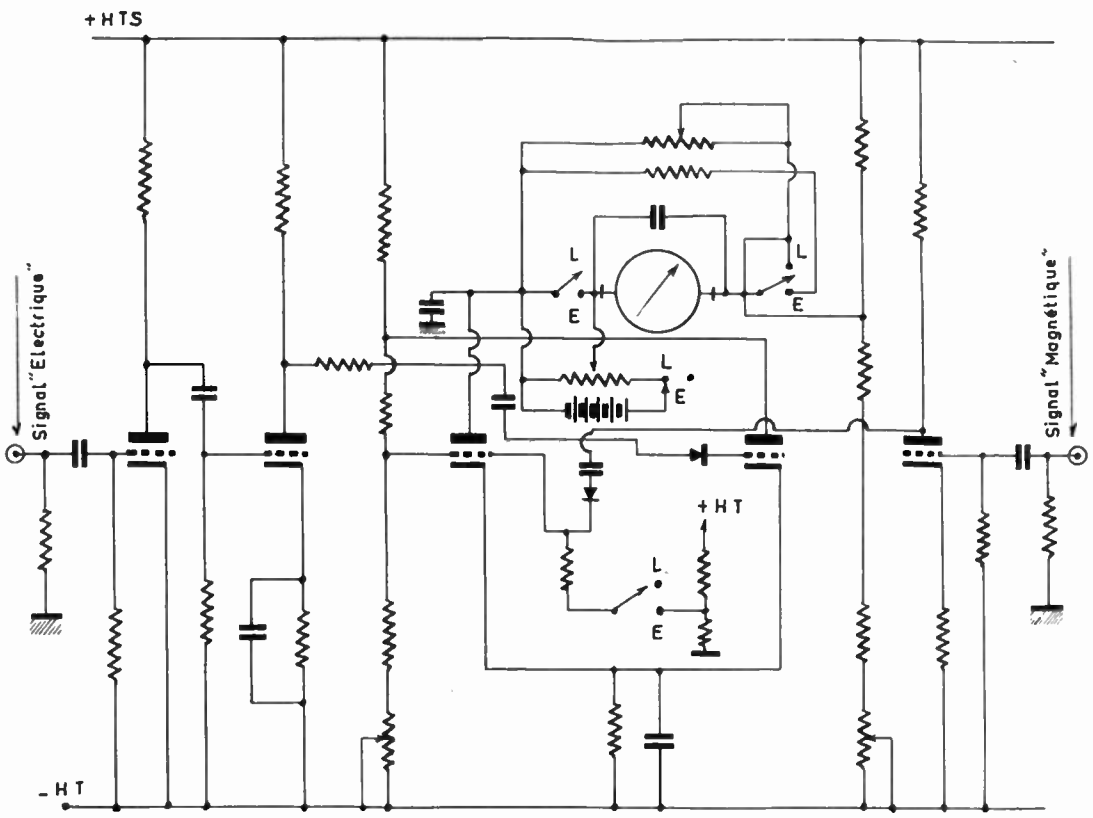


Fig. 18.

Ce réglage dit de zéro, est obtenu à l'aide d'une contretension variable insérée dans le circuit de mesure ; cette contretension est obtenue à partir d'une pile munie d'un diviseur de tension.

En résumé, les indicateurs d'avance, actuellement en service, sont d'un emploi commode, faciles à mettre en place grâce à leurs réglages ; ils donnent une précision de $\pm$ 0,5 degré et ont une échelle allant de $+$ 80° à $-$ 20° d'avance.

Le schéma complet des appareils utilisés est figuré ci-dessous (fig. 18).

II. Tachymètre électronique.

Principe.

Un tachymètre est un dispositif permettant de mesurer de façon continue la vitesse angulaire instantanée d'un arbre ou d'une pièce en rotation. Le dispositif décrit dans le présent exposé a été conçu pour relever la vitesse des moteurs à explosion sur véhicules automobiles.

Le principe du tachymètre électronique est le suivant (fig. 19*a* et 19*b*).

A chaque tour du moteur un signal positif provenant d'un détecteur magnétique lié au vilebrequin ou d'un enroulement placé sur le secondaire de l'allumage du moteur provoque la charge d'une capacité du circuit de commande. Cette charge a pour effet de faire débiter par une lampe électronique de puissance une quantité constante de courant à travers le circuit de mesure. Ce dernier comprend un galvanomètre shunté par un condensateur de stabilisation. L'indication de l'appareil peut s'écrire :

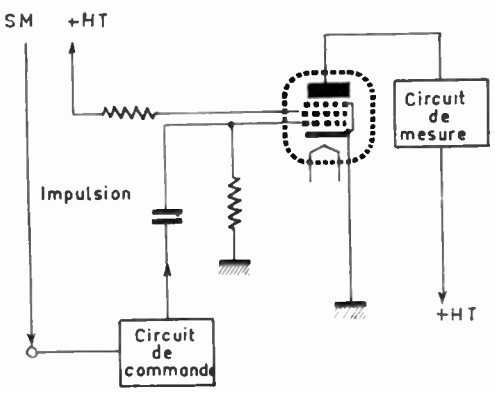


Fig. 19*a*.

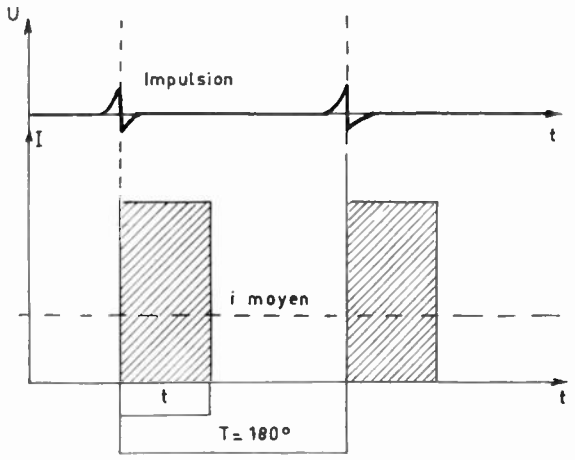


Fig. 19*b*.

$$I_{mo} = \frac{T}{1} \int_0^T i\,dt \quad \text{c'est-à-dire} \quad I_{mo} = KNI$$

I_{mo} : courant indiqué par le milliampèremètre,
T : temps séparant 2 signaux,
i : courant fourni par le tube de puissance,
N : vitesse du moteur,
K : coefficient de proportionnalité dépendant des constantes des circuits.

L'intensité i est nulle ou égale à I valeur maintenue constante au moyen d'un circuit d'étalonnage.

Réalisation pratique du tachymètre (fig. 20).

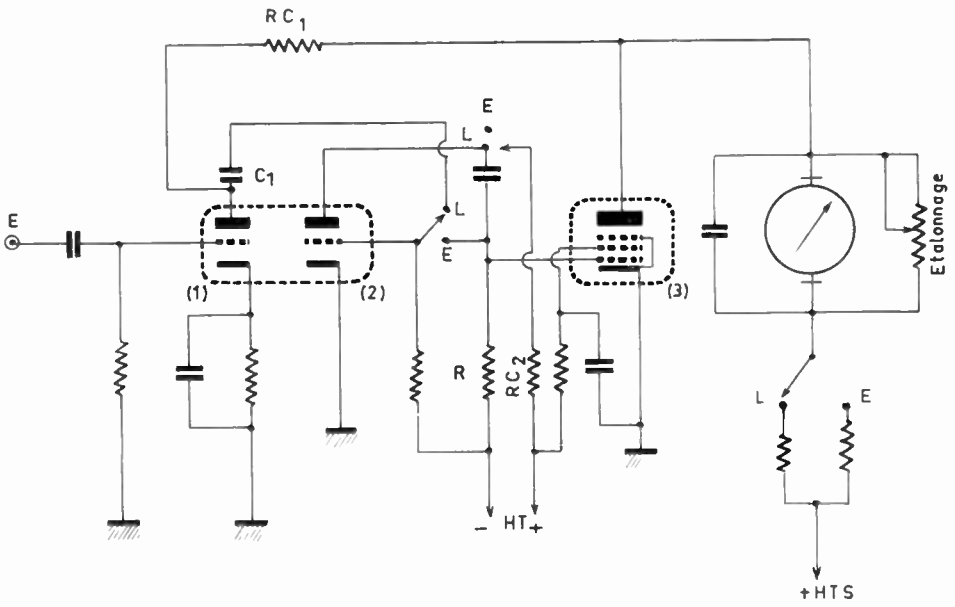


Fig. 20.

FIG. 21. — Équipement d'une voiture d'essais

Un signal positif provenant soit du détecteur magnétique soit du détecteur électrique décrits à propos de l'indicateur d'avance, est appliqué au point E ce qui provoque un certain débit dans le tube (1) et par suite de la chute ohmique dans la résistance de charge RC_1, la tension plaque baisse brusquement ce qui a pour effet de charger négativement la capacité C_1. La tension grille du tube (2) diminuant, le courant plaque de cette lampe s'annule et la tension plaque augmente, car il n'y a plus de chute de tension dans $R\,C_2$; la capacité C est chargée positivement et par suite la grille de la lampe (3) se trouve portée à un potentiel supérieur. Le tube (3) est une pentode de puissance qui débitera alors dans le circuit de mesure une intensité I tant que la polarisation de la grille sera convenable, c'est-à-dire pendant le temps de décharge de la capacité à travers la résistance R. Ce débit, contrôlé par la tension écran est constant, la polarisation de l'écran étant indépendante du fonctionnement du tube lui-même, le courant anodique de (3) accentue la chute de tension sur la plaque de la lampe (1) et, par la même, amorce plus brutalement le phénomène que nous venons de décrire.

Par son fonctionnement inverse, aussitôt que la décharge du condensateur C est suffisante, le courant I fourni par le tube (3) s'annule et le système revient très vite à son étant initial.

On voit donc qu'en appliquant un signal bref, positif sur la grille du tube (1) on déclenche le passage d'une quantité constante de courant dans le galvanomètre. Celui-ci, shunté par une capacité de stabilisation indique un courant moyen fonction du nombre d'impulsions par unité de temps.

Pour que le fonctionnement du tachymètre soit possible, il faut qu'entre deux signaux successifs le système ait eu le temps de revenir à son état d'équilibre c'est-à-dire que la capacité soit déchargée suffisamment pour que le courant I fourni par le tube (3) se soit annulé.

Reprenons l'équation de départ, nous avons :

$$I_{mo} = K\,n\,N\,I\,t'$$

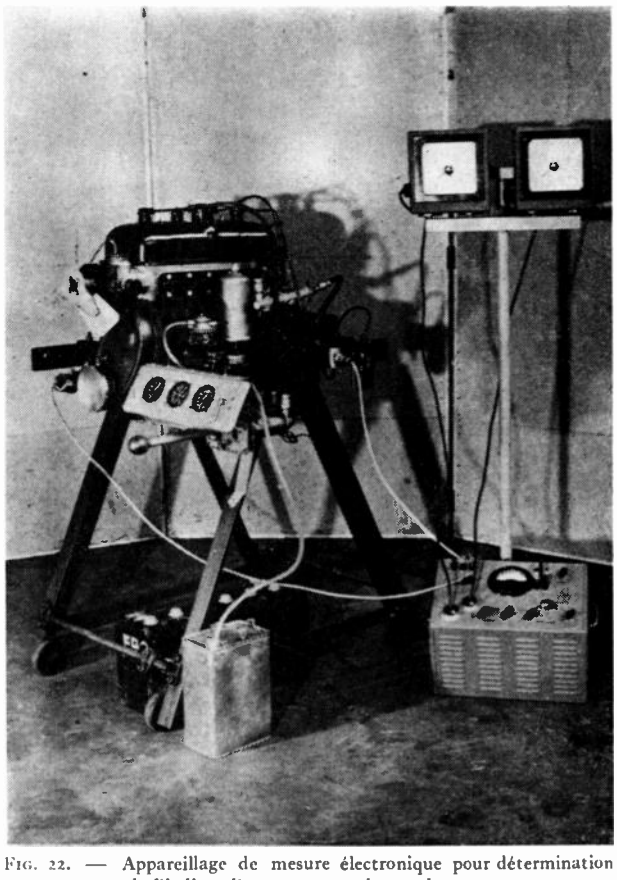


FIG. 22. — Appareillage de mesure électronique pour détermination de l'indice d'octane route des carburants

I courant fourni par la pentode de charge

t' temps pendant lequel la pentode débite (à chaque impulsion t' est voisin de RC)

N vitesse du moteur

n nombre de signaux pour 1 tour du moteur

On doit avoir :

$$t' < Nn$$

Mais, d'autre part, il ne faut pas que t' soit trop petit, car nous devons envoyer une quantité de courant suffisante à chaque signal dans le galvanomètre pour obtenir un courant I_{mo} acceptable.

Il y a donc lieu de faire un compromis et de choisir judicieusement les valeurs de R et de C pour remplir au mieux les conditions exposées, tenant compte de l'ordre de grandeur des vitesses à mesurer.

Remarquons en outre que le courant I fourni par la pentode de puissance doit toujours avoir la même valeur ; une position dite d'étalonnage a donc été nécessaire. On corrige la valeur de I au moyen d'un potentiomètre P monté en parallèle sur l'appareil de mesure.

Les tachymètres et indicateurs d'avance exposés ici sont montés dans un boîtier métallique commun, seuls les appareils de mesure sont séparés pour faciliter les lectures. La photo n° 1 représente une voiture d'essais équipée à l'aide de l'ensemble électronique I. F. P. La photo n° 2 montre l'équipement complet d'un moteur d'essais.

BIBLIOGRAPHIE

L. Thaler et R. Guyot. — Contribution à l'étude des valeurs antidétonantes sur les voitures françaises, 3e Congrès Mondial du Pétrole, section VII, p. 206-219.

The pure oil Co. — « Road Test Panel », Traduction C. T. A., n° 1 250.

O. S. Duckle. — Bases de temps. Traduction de M. Rolland.

R. Wahl. — Décades à quatre double triodes. Journal de Physique et le Radium, t. 13, décembre 1952.

H. S. Eatwell et H. J. Hule. — The Sunbury Road Test Panel instrumentation for the study of engine fuel requirement. — The Engineer, vol. 191, p. 702.

R. Vichnievsky, F. Kermarrec, R. Guyot, J. Weissmann. — Adaptation des carburants à la performance sur route. 4e Congrès Mondial du Pétrole, 1955, Section VI/F.

F. Kermarrec et J. Weissmann. — Dispositifs électroniques I. F. P. pour l'étude des carburants sur route, Revue de l'I. F. P., vol. IX, 1954.

Phillips Petroleum Company. — Detonation Meter Model 501. A. Bulletin Number 293.

EMPLOI D'APPAREILS ÉLECTRONIQUES POUR L'ÉTUDE DES PRESSIONS RAPIDEMENT VARIABLES

PAR

L. SOUKIASSIAN

Ingénieur des Recherches
à l'Institut Français du Pétrole

Le fonctionnement du moteur à combustion interne est caractérisé par les variations rapides de la pression qui règne dans le cylindre.

Le maximum de vitesse d'accroissement de la pression a lieu dans la phase de combustion. Dans un moteur tournant à 3 000 t/mn la combustion dure quarante degrés de rotation du vilebrequin, pendant ce temps la pression passe de dix à quarante kilog/cm² (exemple réel). L'accroissement de la pression est donc de :

$$\frac{\Delta p}{\Delta t} = \frac{40 - 10}{\frac{3\,000}{60}\,\frac{360}{10}} = 15\,000 \text{ kg/cm}^2/\text{s}$$

La souplesse des circuits électroniques, leur absence d'inertie en font ici, comme dans beaucoup d'autres domaines de mesures, de précieux auxiliaires.

La mesure des pressions rapidement variables posera les mêmes problèmes que toute autre mesure de phénomènes mécaniques.

Dans un premier stade, un dispositif électromécanique, le capteur ou détecteur permettra de faire correspondre à la grandeur mécanique envisagée un paramètre électrique qui lui soit proportionnel.

Les variations du paramètre électrique ainsi obtenues sont en général trop faibles pour être mesurées ou enregistrées directement. Un deuxième stade comportera un certain nombre de circuits amplificateurs, adaptateurs d'impédances, etc... Puis, en troisième viendront les appareils de mesure ou d'enregistrement : galvanomètres, oscillographes, etc.

A côté de ces méthodes d'enregistrement liant directement l'évolution de la pression à un phénomène électrique donné par suite de la reproductibilité des cycles moteurs dans le temps, il est possible d'envisager l'emploi des méthodes stroboscopiques qui permettent de tracer des diagrammes enveloppes de l'ensemble des cycles ou des diagrammes moyens lorsqu'on fait intervenir des méthodes d'enregistrement cumulatives.

Des raisons de caractère mécanique : place disponible sur le moteur, insensibilité des détecteurs aux vibrations, etc.. ont conduit les services de l'Institut Français du Pétrole à développer et à perfectionner ces techniques stroboscopiques.

Méthodes stroboscopiques.

Pour la compréhension du problème nous supposons qu'il s'agit de relever l'évolution de la pression obéissant à une loi rigoureusement cyclique, par exemple dans un compresseur (cas du moteur entraîné sans allumage).

La figure 1 représente l'allure du phénomène cyclique en fonction de la position angulaire du vilebrequin par rapport à une origine arbitrairement choisie. A une pression p donnée correspondent deux points M_1 et M_2 d'abscisses respectives :

$$0_1,\ 0_2\ (0_1 + 4\,n\,\pi,\ 0_2 + 4\,n\,\pi)$$

Le problème peut alors être posé de la façon suivante : à chaque passage de la pression par une valeur p donnée provoquer l'apparition d'un signal S relativement au système d'axes choisis dans le dispositif d'enregistrement, (ces signaux doivent en outre occuper les positions $S_1\ (K_1\ 0_1 - K_2 p) - S_2\ (K_1\ 0_2 - K_2 p)$ (K_1 et K_1 étant des constantes).

Quoiqu'il y ait d'autres méthodes possibles, les signaux S_1, S_2 correspondant à $M_1\ M_2$ peuvent être des impulsions électriques se traduisant soit par l'impression directe d'un point sur une bande enregistreuse, papier ou film (procédé Baudry-IFP)

soit par l'impression d'un point sur l'écran d'un tube cathodique. Si les signaux S_1, S_2 sont constamment provoqués pour la même valeur p de la pression on aura toujours l'apparition d'un couple de points occupant les mêmes positions. Il suffira alors d'enregistrer tous les points M_1 et M_2 pour des pressions comprises entre zéro et p_{max} pour avoir le diagramme complet. On fait effectivement de la stroboscopie de pressions. A l'opposé des procédés instantanés, le phénomène ne peut être visualisé entièrement sur l'écran du tube. A chaque instant l'observateur ne verra qu'un couple de points et l'enregistrement photographique (ou autre) est indispensable.

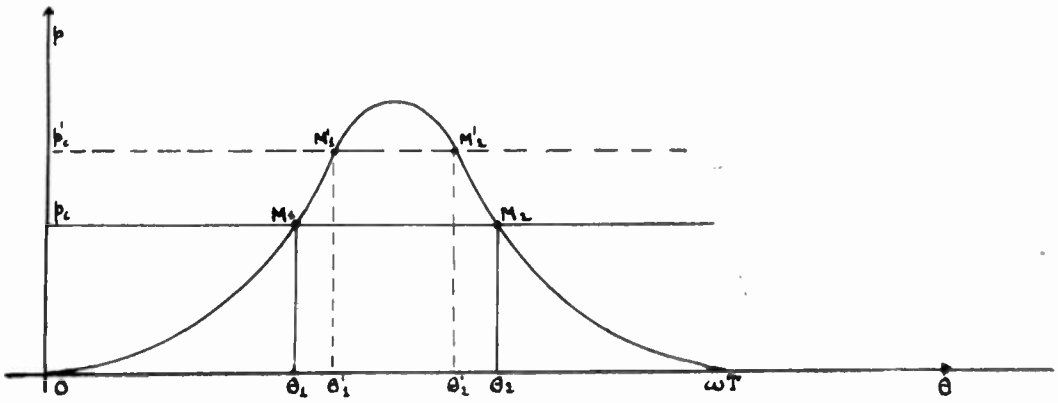


FIG. 1.

Manographe Strobo-cathodique I. F. P.

Nous avons dit précédemment que tout manographe comprend trois organes essentiels :

1° Détecteur du phénomène (capteur) ;

2° Circuits transformateurs du phénomène mécanique en phénomène électrique ;

3° Enregistreur.

1° Détecteur de pressions.

Nous utiliserons par la suite de préférence le terme capteur afin d'éviter toute confusion avec des circuits de détection électroniques.

Le capteur utilisé est du type à membrane équilibrée.

Dans un montage dont l'encombrement extérieur est déterminé par l'architecture des moteurs se trouve encastrée une petite membrane mince en acier. La face extérieure de la membrane est mise en communication avec la pression régnant dans le cylindre.

A l'intérieur de l'enveloppe constituant le capteur et dans l'axe de la membrane est placée une électrode isolée électriquement de la masse du capteur. La distance membrane électrode est inférieure au 1/10 de mm. Une canalisation pneumatique est prévue pour pouvoir appliquer une pression connue d'équilibrage à la face interne de la membrane. Une grille galbée, placée tout contre la membrane en limite la flèche due à la pression moteur à quelques centièmes de millimètre (fig. 2 photo du capteur).

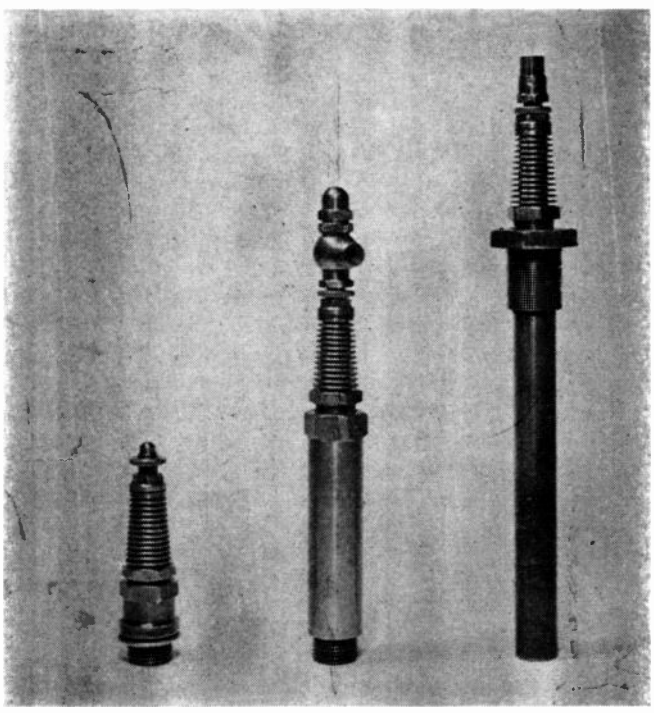


FIG. 2 A

L'autre face de la membrane, côté moteur repose sur une grille plane empêchant toute déformation sous l'effet de la pression d'équilibrage.

L'ensemble peut être considéré comme un simple interrupteur à fermeture commandée :

Soit :

- p_m la pression moteur ;
- p_c la pression d'équilibrage ou contre-pression.

Par construction, au repos, le contact n'est pas établi entre membrane et électrode. Soit p_0 la pres-

sion externe (côté moteur) nécessaire à l'établissement du contact. Le fonctionnement de l'interrupteur correspondra aux conditions suivantes :

$$p_m < p_c + p_o \text{ circuit ouvert}$$
$$p_m \geqslant p_c + p_o \text{ circuit fermé.}$$

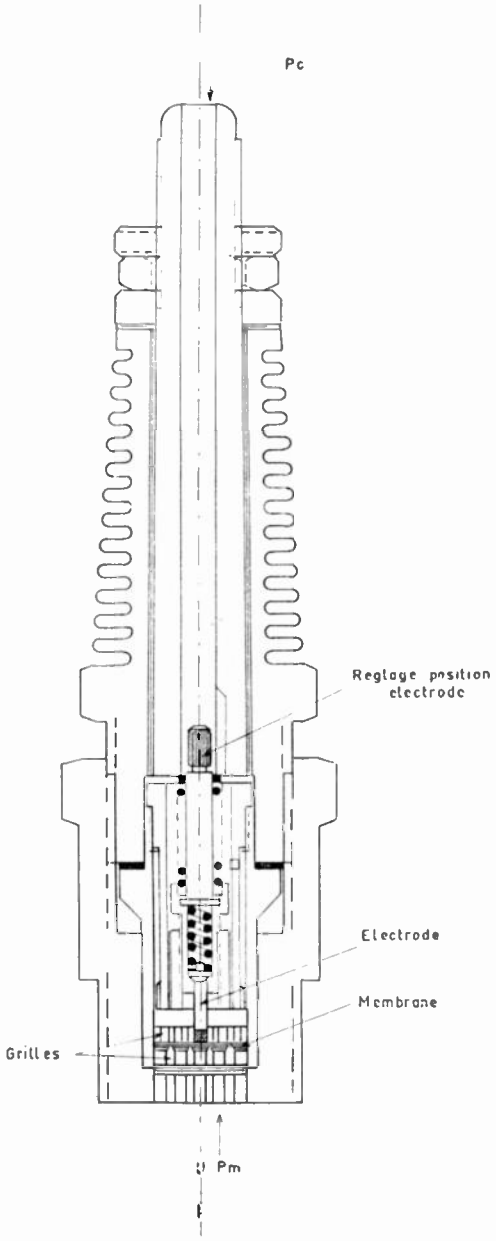


FIG. 2 B

2° TRANSFORMATION MÉCANIQUE. — ÉLECTRICITÉ.

Si l'on se reporte à la figure 1 on voit que, au point M_1 correspond une fermeture et au point M_2 une ouverture.

Interrupteur fermé entre M_1 et M_2 ouvert pour le restant du cycle.

L'électronique permet de faire correspondre à ces deux changements d'état des impulsions brèves S_1 et S_2 correspondant respectivement aux points M_1 et M_2 du cycle. Ces impulsions appliquées au cylindre de Wenhelt d'un tube cathodique dont le spot a été au préalable effacé, feront apparaître

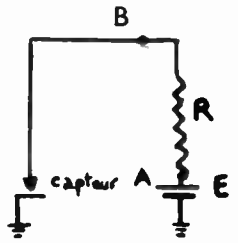


FIG. 3

sur l'écran des points lumineux. Il existe une multitude de solutions possibles. Nous en avons choisi une qui nous paraît simple. Avec le circuit de la figure 3 nous avons les relations

$$p_m < p_c + p_o \quad E_B = E$$
$$p_m \geqslant p_c + p_o \quad E_B = E - RI = 0$$

On obtient ainsi une tension rectangulaire dont les fronts raides correspondent aux points M_1 et M_2. Des circuits électroniques qui seront décrits plus loin font correspondre aux limites du créneau les impulsion S_1 et S_2.

3° POSITIONNEMENT DE S_1 ET S_2 SUIVANT L'AXE DES ABSCISSES.

Le fonctionnement du moteur étant cyclique, il existe obligatoirement des pièces en mouvement occupant périodiquement la même position.

Une de ces pièces dans une position bien définie peut provoquer le déclenchement d'une base de temps linéaire de bonne qualité assurant le balayage horizontal du spot. Si la période de la base de temps n'est pas supérieure à celle du moteur, les positions des signaux S_1 et S_2 seront parfaitement définies sur l'écran. Notons que cette position, par l'emploi de la base de temps, n'est pas définie directement comme une fonction de l'angle de rotation ωt mais comme une fonction de t. Si la vitesse de rotation du moteur est constante ce qui est toujours le cas, on a :

$$\theta_1 = \omega t_1 \text{ et } \theta_2 = \omega t_2$$

c'est-à-dire finalement l'élongation du spot est proportionnelle, avec un facteur constant, à l'angle de rotation.

1° POSITION DE S_1 ET S_2 SUIVANT L'AXE DES PRESSIONS.

On passe d'un couple de points $M_1 - M_2$ à un couple de points $M'_1 - M'_2$ par simple variation de la contrepression p_c. La variation de p_c est lente, on passera par exemple de 0 à 50 kg/cm² en une

minute. La contrepression p_c peut commander un circuit donnant une tension :

$$E_p = K\, p_c$$

Si cette tension est appliquée aux plaques de déviation verticale du tube cathodique on comprend aisément que la position des signaux S_1 et S_2 par rapport à l'axe des pressions sera parfaitement définie. Comme par ailleurs leur position est définie par rapport à l'axe des temps, les deux points $P_1 - P_2$ du diagramme qui correspondent aux signaux S_1 et S_2, sont parfaitement définis par rapport au système d'axes de référence.

La variation de la contre-pression de 0 à la pression moteur maximum, donnera donc naissance à une succession de couples de points qui dessineront sur l'écran le diagramme cherché. Pour avoir l'évolution complète du cycle, il suffira de placer devant l'écran un appareil photographique qui restera ouvert pendant toute la durée de l'opération.

5° Étalonnage des axes.

Il est important de connaître les échelles des axes. Les procédés stroboscopiques permettent d'obtenir le diagramme avec ses axes étalonnés, l'étalonnage étant aussi serré que l'on veut. Un avantage important est que celui-ci se fait dans les conditions mêmes de fonctionnement et simultanément à la prise de diagramme.

a) *Axe horizontal.*

Le diagramme recherché par le thermodynamicien est rapporté aux axes de Clapeyron $p = f(v)$, v étant le volume du cylindre limité par le piston. La réalisation des bases de temps donnant directement une tension :

$$E_h = Kv$$

est très délicate et les résultats obtenus jusqu'ici sont peu encourageants. Nous avons opté pour les enregistrements :

$$p = f(t)$$

le passage aux axes de Clapeyron se faisant au moment du dépouillement.

Pour le régime fixe du moteur, l'angle de rotation du vilebrequin est proportionnel au temps

$$\theta = \alpha\, t$$

La connaissance de la position angulaire du vilebrequin par rapport à une origine donnée d'une part et la connaissance du rapport bielle-manivelle d'autre part, permettent de déterminer la position du piston dans le cylindre, il suffit alors de connaître l'alésage pour déterminer exactement le volume. La transformation de l'axe des temps en axe des volumes ne présente donc aucune difficulté. Cette opération se fait habituellement à l'aide d'abaques ou de grilles, les volumes étant alors définis en pour cent.

Malgré la linéarité des bases de temps employés, nous préférons avoir sur l'axe horizontal une échelle serrée définie en degrés de rotation. La réalisation est des plus simples.

Compte tenu des conditions de fonctionnement des moteurs, nous avons éliminé tout procédé photoélectrique, comme trop fragile, tous contacts frotteurs ou balais comme d'un fonctionnement peu sûr.

Nous utilisons avec succès des émetteurs magnétiques de tops. Celui-ci est constitué d'un aimant permanent et d'un bobinage d'un millier de spires ; l'une des extrémités du dispositif se termine par une pièce polaire taillée en pointe (fig. 1). De petits

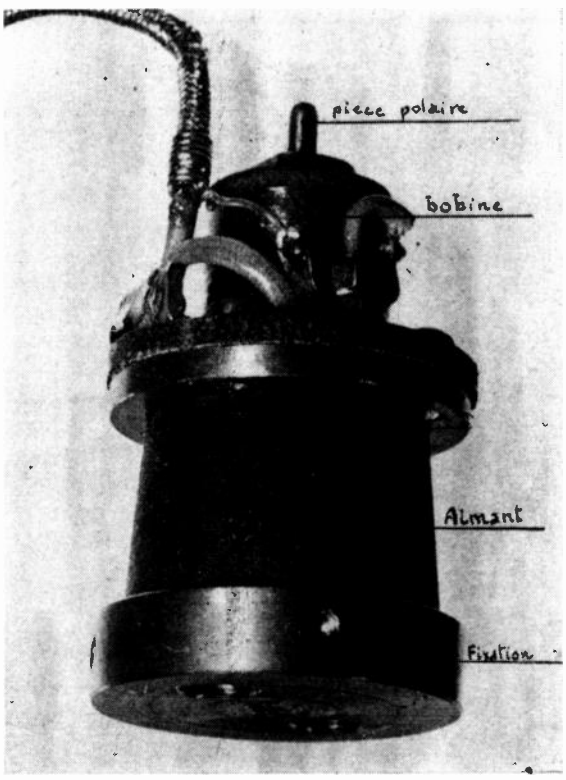


Fig. 4

trous sont pratiqués le long d'une section droite du volant du moteur (ou d'un volant auxiliaire). L'émetteur magnétique est placé dans le plan de ces trous et fixé au bâti du moteur. L'extrémité de la pièce polaire est à un ou deux dixièmes de millimètre du volant. Chaque passage de trou devant la pointe provoque une variation du circuit magnétique entraînant l'induction d'une force électromotrice dans la bobine. Cette force électromotrice est évidemment inversement proportionnelle au temps de passage du trou devant la pointe, c'est-à-dire proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur.

Le signal obtenu a la forme de la photographie ci-contre (fig. 5).

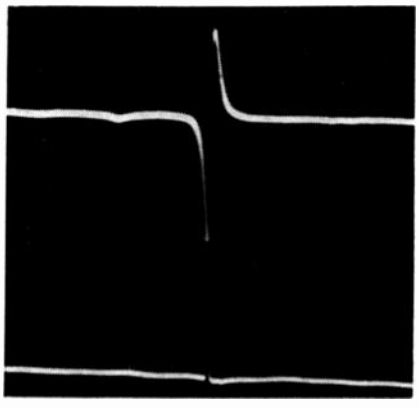


Fig. 5

On fera correspondre à ces tops des impulsions brèves d'amplitudes suffisantes pour faire apparaître le spot lorsqu'on les applique au cylindre de Wenhelt. Ces impulsions et leur action sont en tous points analogues aux signaux S_1 et S_2.

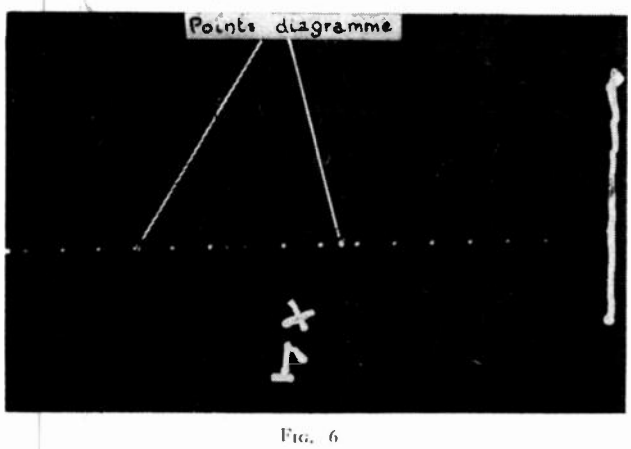


Fig. 6

En l'absence de la déviation verticale du spot on aura sur l'écran de l'oscillographe une succession de points (fig. 6). Lors du déplacement vertical du spot ces points traceront des droites verticales dont l'espacement en degrés de rotation est connu. Certains points particuliers du cycle, point mort haut, point mort bas, seront plus particulièrement repérés en introduisant une dissymétrie dans la distribution des trous pratiqués sur le volant.

La base de temps linéaire sera elle aussi déclenchée par une impulsion provenant d'un top magnétique. A cet effet, on utilise un deuxième émetteur dont le circuit magnétique est perturbé une seule fois par tour/moteur ou par deux tours/moteur.

b) *Etalonnage de l'axe des pressions.*

Supposons qu'on veuille avoir un point d'étalonnage tous les dix kilos. Si N est le nombre de tours/minute du moteur, la durée d'un cycle pour un moteur quatre temps est de :

$$T = \frac{120}{N} \text{ s}$$

Si l'on enregistre le cycle complet, la durée d'une course de balayage est donc égale à T. Il suffit alors chaque fois que la contre-pression p_c atteint les valeurs 10-20-30, etc... kg/cm² de rendre le spot lumineux pendant le temps T. Ceci se traduira par un trait horizontal sur le film. En réalité, la variation de la contre-pression est lente. L'opérateur peut même fixer cette contrepression à une valeur choisie pendant un temps aussi long qu'il le veut, il pourra donc rendre le spot lumineux pendant autant de cycles qu'il le veut. Il limitera le temps d'éclairement uniquement par des considérations d'impressions uniformes du film.

Avec les deux systèmes d'étalonnage, horizontal et vertical, le diagramme se trouvera donc placé sur un canevas donnant toutes les indications désirées (fig. 7).

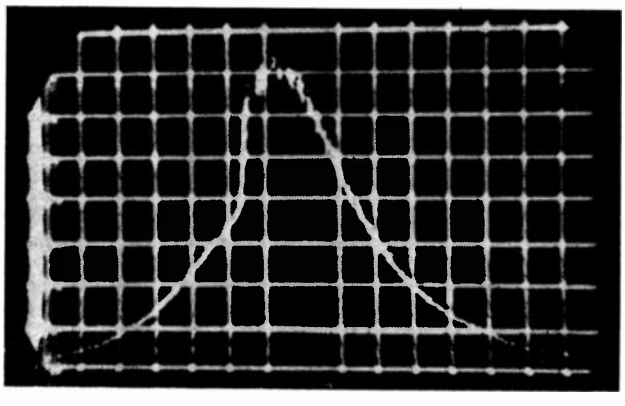


Fig. 7

Le circuit général du manographe correspond au schéma d'ensemble ci-contre.

Circuits du manographe strobo-cathodique I. F. P.

1º Circuit points de diagramme.

Ce circuit comprend le capteur A où grâce à une vis micrométrique on peut régler la position de l'électrode par rapport à la membrane et de ce fait même la valeur de la pression initiale p_o pour établir le contact. Cette pression peut se régler à l'arrêt. L'expérience montre que pour $p_o < 200$ g/cm² le fonctionnement est peu stable ; en outre, de très nombreuses mesures nous ont montré qu'en cours de fonctionnement, du fait de contraintes thermiques inévitables, il y a une dispersion de 200 g/cm² sur la valeur de p_o, donc dans les meilleures conditions la pression enregistrée ne peut guère être connue en gros à mieux de 500 g. Dans les parties hautes du diagramme où la pression peut atteindre une centaine de kg/cm² dans le cas des moteurs Diesel l'erreur relative due au capteur sera négligeable, il n'en est pas de même pour les parties basses du diagramme. La tension rectangulaire obtenue aux bornes du capteur est acheminée vers les circuits B et C_1.

Circuit B. — *B* est un étage amplificateur inverseur qui délivre une image renversée et non déformée du signal d'entrée.

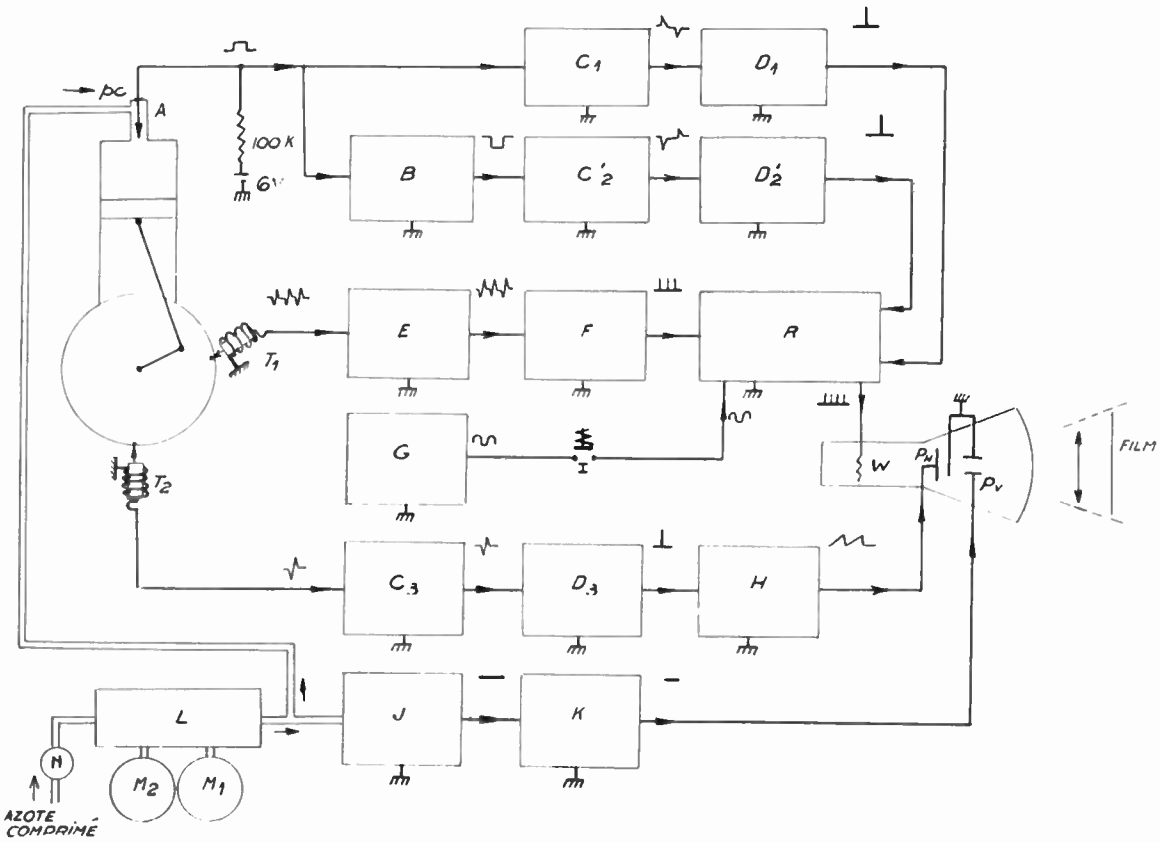


FIG. 8. Schéma général du manographe strobo-cathodique I.F.P

Circuits $C_1 - C_2$. — Ces deux circuits identiques dérivent les deux tensions rectangulaires puis les amplifient.

Circuits $D_1 - D_2$. — Les signaux de sortie de C_1 C_2 sont introduits chacun dans un étage de mise en forme à thyratrons. A la sortie de D_1 on a une impulsion brève correspondant à une fermeture du capteur et à la sortie de D_2 une impulsion analogue correspondant à l'ouverture. Les résistances de décharge sont placées dans le circuit cathode des thyratrons et sont en réalité des potentiomètres permettant de régler individuellement l'amplitude de chacune des impulsions, de zéro à la valeur maximum de 200 volts.

2° Circuit de marquage.

L'émetteur magnétique de top T_1 délivre des signaux ayant la forme indiquée par la figure 5.

Nous avons employé deux procédés de marquage :

a) Le signal brut a une amplitude de l'ordre de $e = 1$ V à 1 000 t/mn et pouvant atteindre 2 ou 3 volts à 6 000 t/mn

Ce signal amplifié au préalable attaque un générateur d'impulsion identique à $D_1 - D_2$.

L'inconvénient de ce procédé est qu'avec l'augmentation de la vitesse, le temps de charge de la capacité diminue pour un écart angulaire donné des tops. Il en résulte un affaiblissement des impulsions de sortie. En outre, si l'on désire un marquage plus serré à un point donné du cycle (point mort haut par exemple) les impulsions n'ont pas toutes la même amplitude et leur trace sur le film ne sera pas uniforme. Pour éviter cet inconvénient nous avons adopté le circuit suivant.

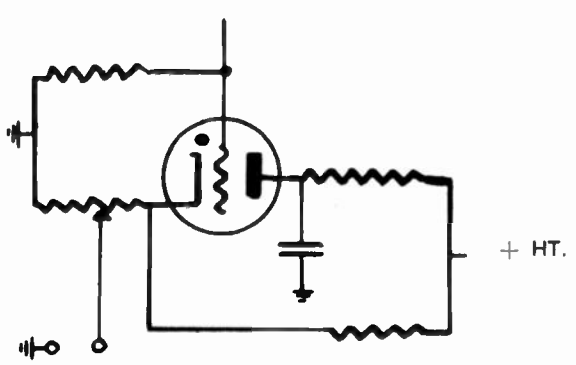


FIG. 9

b) En premier lieu par une inversion de la polarité de l'aimant de l'émetteur, ou du sens de bobinage le top magnétique se trouve inversé (fig. 10).

Ce signal est appliqué à un *trigger* de Schmitt *(E)* dont la tension de premier basculement est réglée à une valeur inférieure au maximum de la tension du signal d'entrée pour la plus faible vitesse de rotation envisagée.

Le deuxième basculement se faisant à zéro, on a ainsi une onde rectangulaire dont le bord gauche est mal défini, par contre le bord droit correspond exactement au point à repérer. Ce bord droit déclen-

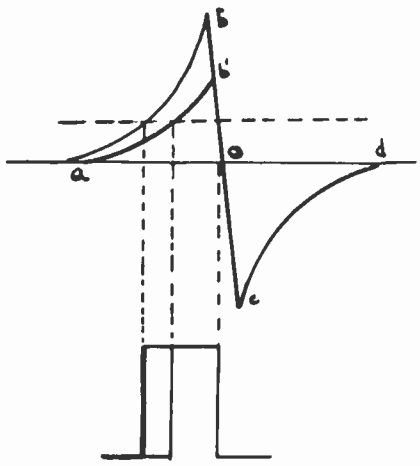


FIG. 10

che une bascule à une position d'équilibre stable à très faible constante de temps, de l'ordre de 5 microsecondes, ce qui correspond à moins d'un dixième de degré de rotation à 3 000 t/mn.

3º ÉTALONNAGE DE L'AXE DES PRESSIONS.

Nous avons vu que pour cela il suffisait de rendre le spot lumineux pendant un temps court.

G est un simple oscillateur à 10 000 Hz. Le bouton I permet d'appliquer la tension de sortie au cylindre de WENHELT pendant un temps plus ou moins court. L'opération est manuelle.

Les trois séries de signaux, points, marquage, étalonnage, réglables individuellement sont appliquées au cylindre de WENHELT à travers un circuit de couplage R à diodes.

4º CIRCUIT DE DÉVIATION HORIZONTALE.

Ce circuit est constitué par une base de temps linéaire H et l'ensemble $T_2 - C_3 - D_3$ pour le déclenchement de la base de temps.

T_2 émetteur magnétique de tops,

C_3 amplificateur,

D_3 générateur d'impulsion à thyratron.

Afin de pouvoir assurer le déclenchement de la base de temps en un point quelconque du cycle, T_2 doit être monté de telle façon qu'on puisse modifier sa position. Il sera en général placé face au volant sur un bras pouvant tourner autour d'un axe confondu avec l'axe du moteur.

5º CIRCUIT DE DÉVIATION VERTICALE.

a) *Circuit pneumatique.*

Pour des raisons de sécurité et de conservation du capteur, la pression d'équilibrage de la membrane est fournie par une bouteille d'azote comprimé.

Le circuit pneumatique comprend essentiellement un mano-détendeur N, un système de robinetterie à pointeaux L, et des manomètres.

L permet un réglage fin de la pression, une variation progressive de celle-ci, ou la mise à l'air libre du capteur. Les pressions sont lues sur des manomètres de précision. Nous en avons prévu deux M_1 et M_2, l'un pour les basses pressions (0 à 20 kg) l'autre pour les hautes pressions (0 à 100 kg).

b) *Circuit électrique.*

La transformation :

$$Ev = Kp_c$$

se fait à l'aide d'un dispositif à variation d'inductance mutuelle de deux bobines. Les très faibles déformations d'une membrane soumise à la pression p_c entraînent la modification du circuit magnétique des deux bobines. (Ce dispositif est fabriqué par les Etablissements BEAUDOIN).

La tension d'alimentation sinusoïdale est de 1 000 Hz, la tension de sortie détectée et filtrée est effectivement proportionnelle à p_c dans la gamme d'utilisation du dispositif. La tension continue ainsi obtenue, de l'ordre du volt, est amplifié par l'amplificateur continu K dont le gain est de l'ordre de 300 avant d'être appliquée aux plaques de déviation verticale du tube cathodique.

Possibilités et précision de l'appareillage.

Pour expliquer le principe de la stroboscopie de pression nous avons supposé que le phénomène était rigoureusement périodique. Ceci peut être considéré comme un cas particulier. Il en est ainsi pour l'évolution de la pression en moteur entraîné, sans allumage (fonctionnement en compression) et dans le cas du moteur Diesel. Dans le cas des moteurs à allumage commandé la zone de combustion présente une forte dispersion. L'enregistrement stroboscopique présentera dans cette zone un nuage de points d'autant plus compact que la variation de p_c a été lente. La méthode stroboscopique s'appliquera donc de préférence dans le cas du moteur Diesel. Ceci n'exclut pas son emploi sur les moteurs à allumage commandé, mais l'interprétation des diagrammes obtenus sera moins aisée.

Notons également que la méthode s'applique dans tous les cas de variations cycliques de pressions. Nous l'avons souvent employé pour le relevé des pressions dans les canalisations d'injection des moteur Diesel.

On peut également citer comme exemple d'applications le relevé des diagrammes du mouvement de l'aiguille d'un injecteur Diesel.

Rappelons en quelques mots le fonctionnement d'un injecteur. Le gas oil est refoulé sous pression

dans la petite chambre C de l'injecteur (fig. 11) et tend à soulever l'aiguille A tarée par un ressort R. Lorsque l'effort qui s'exerce sur l'aiguille devient

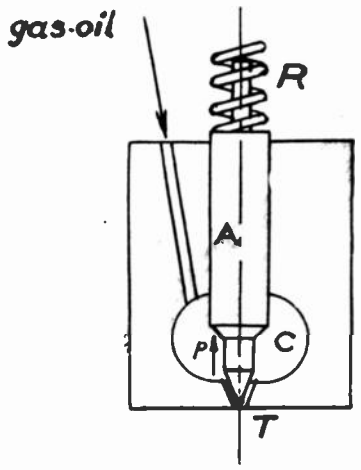


FIG. 11

supérieure à la force antagoniste du ressort, l'aiguille se soulève et découvre le trou T de l'injecteur. La charge est alors évacuée entraînant une diminution de la pression p. L'aiguille retombe sur son siège obstruant le trou. Le même processus se répète périodiquement. Le mouvement de l'aiguille est limité à quelques dixièmes de millimètres par une butée. Un montage stroboscopique dérivant du manographe strobo-cathodique a été réalisé à l'I. F. P.

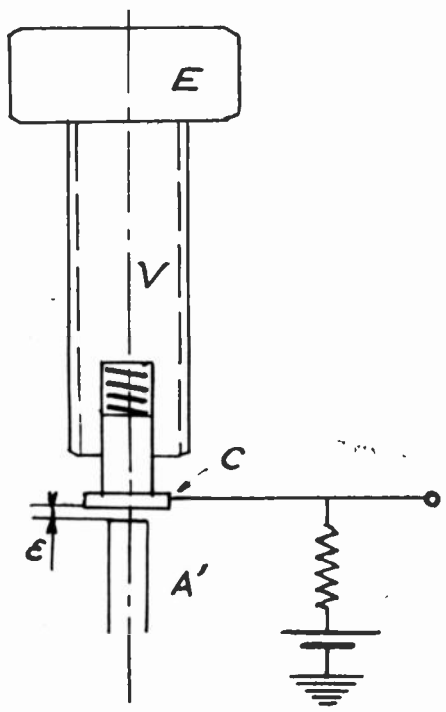


FIG. 12

Une tige A' (figure 12) qui prolonge l'aiguille joue le rôle de la membrane du capteur. L'électrode est représentée par une vis micrométrique V se terminant par un contact isolé C monté sur ressort. Une commande manuelle permet de rapprocher ou d'éloigner la pointe de la vis micrométrique de la tige. La vis dans sa rotation entraîne sans jeu l'axe d'un potentiomètre.

Le fonctionnement est aisé à comprendre. Soit Δy la position de l'aiguille en un instant donné, par rapport à sa position au repos, et ε la distance du contact à l'aiguille au repos, si

$\Delta y < \varepsilon$ pas de contact – circuit ouvert

$\Delta y \geqslant \varepsilon$ contact circuit fermé.

en tous points analogues aux relations

$p_m < p_c + p_o$ circuit ouvert

$p_m \geqslant p_c + p_o$ circuit fermé.

Le potentiomètre étant alimenté en courant continu, entre une extrémité et son point milieu, on recueillera une tension continue proportionnelle à Δy. Ici il n'est pas nécessaire d'avoir des amplificateurs il suffira d'utiliser pour alimenter le potentiomètre une tension suffisamment grande pour pouvoir attaquer directement les plaques de déviation verticale de l'oscillographe.

L'étalonnage de l'axe des y se fera comme précédemment, le déplacement Δy étant lu en fractions de millimètres sur un cadran associé à la vis micrométrique.

Avantages des méthodes strobo-cathodiques.

Le caractère frappant du manographe strobo-cathodique réside dans la simplicité de ses circuits.

En dehors de la déviation verticale tous les circuits fonctionnent en tout ou rien, et à basse impédence. Les liaisons entre le moteur et l'appareillage électronique se font par de simples conducteurs qui n'ont même pas besoin d'être blindés, sauf si l'on se trouve au voisinage de sources de tensions à fréquences élevées ou de décharges à haute tension.

Le seul élément qui ne fonctionne pas à tout ou rien est le circuit de déviation verticale. Mais les exigences qu'on peut avoir sur ce circuit sont limitées. La caractéristique essentielle doit être un bon filtrage. L'alimentation de la bobine primaire se fait à 1 000 Hz. Les variations sont extrêmement lentes. A titre d'exemple disons qu'un diagramme présentant une variation de zéro à cent kilos est relevé en un minimum d'une minute, la variation correspondant de tension continue délivrée par le dispositif de déviation est de l'ordre d'un volt. On voit qu'on ne sera pas particulièrement gêné par les questions de filtrage. On pourrait presque dire qu'on s'attache à construire des oscillateurs 1 000 Hz aussi stables que possible, uniquement pour l'amour de l'art. En effet, chaque diagramme étant accompagné de son réseau d'étalonnage, un manque de stabilité des circuits n'introduira pratiquement aucune gêne. Les défauts de circuits n'auront d'effet que sur l'esthétique des enregistrements et non sur les résultats.

Quant à l'oscillateur d'étalonnage vertical il peut être absolument quelconque, sa fréquence a été choisie de l'ordre de 10 000 Hz et peut subir des écarts de $\pm$ 50 % sans qu'il en résulte un inconvénient quelconque. Le trait horizontal d'étalonnage peut aussi bien être pointillé que plein.

Précision de l'appareillage.

Disons de suite que la précision du manographe ne sera pas limitée par les circuits électroniques mais par les circuits mécaniques. Le seul élément électronique affectant la précision sera le rapport

$$\frac{\text{épaisseur du spot}}{\text{élongation du spot}}$$

1° Circuit pression déviation verticale.

Plusieurs causes d'erreurs interviennent ici.

a) *Erreurs introduites par le capteur.* Nous avons vu qu'une limite inférieure de cette erreur, compatible avec des conditions de fonctionnement stables peut être prise égale à 500 g/cm² pour le cas des moteurs à combustion interne dans lesquels les amplitudes des variations de pression sont de l'ordre de :

30 à 50 kg/cm² dans les moteurs à allumage commandé,

et de :

60 à 100 kg/cm² dans les moteurs Diesel,

les pointes de température étant respectivement de l'ordre de 1 500° et de 600°.

Pour des cas de fonctionnement moins durs on peut abaisser considérablement cette erreur et descendre à une centaine de grammes/cm².

b) *Erreurs introduites par le circuit pneumatique.*

Les variations de p_c étant extrêmement lentes on n'a pas à tenir compte des pertes de charge. La précision de la détermination de p_c dépendra essentiellement de la précision du manomètre employé. Les établissements Blondelle nous fournissent des manomètres à soufflet de haute précision dont l'erreur est inférieure à 1 %.

c) *Erreurs dues aux circuits électroniques.*

Nous avons dit plus haut et nous le rencontrerons plus loin que la seule source d'erreur appréciable est le rapport

$$\alpha = \frac{\text{épaisseur du spot}}{\text{élongation du spot}} = \frac{\Delta h}{h}$$

Si nous admettons une épaisseur du spot de 0,5 mm et une hauteur d'image de 60 mm ce rapport sera au sommet de

$$\alpha = \frac{0{,}5}{60} \# 0{,}008$$

où l'erreur est inférieure à 1 %.

On améliorera le rapport α en relevant le diagramme en plusieurs tronçons. Par exemple si la pression maximum est de 60 kg/cm² on relèvera un premier tronçon de 0 à 30 kg et un second de 30 kg à la pression maximum. Ceci revient à multiplier par deux la hauteur d'image en agissant soit sur le gain de l'amplificateur à courant continu de déviation verticale soit encore sur la tension d'alimentation du dispositif de déviation verticale.

Les autres erreurs possibles dues aux circuits électroniques (défaut de linéarité de l'amplificateur, défaut de fidélité du dispositif de déviation verticale, etc..) sont sans incidence du fait de l'étalonnage vertical.

L'erreur relative totale sera donc :

$$100\,\frac{\Delta p}{p} = 100\,\frac{\Delta p_c}{p_c}\ \text{(capteur)} + 100\,\frac{\Delta p_e}{p_e}\ \text{(manomètre)} + \frac{\Delta h}{h}\,100$$

et l'erreur absolue :

$$\Delta p = \Delta p_c\ \text{(capteur)} + \Delta p_e\ \text{(mano)} + K\,\Delta h$$

Par l'artifice des diagrammes tronçonnés on peut arriver à rendre négligeable le dernier terme et n'avoir que :

$$\Delta p = \Delta p_e\ \text{(capteur)} + \Delta p_e\ \text{(mano)}$$

$$\Delta p = 0{,}5\ \text{kg/cm}^2 + 0{,}6\ \text{kg/cm}^2 = 1{,}1\ \text{kg/cm}^2$$

erreur absolue maximum.

2° Axe horizontal.

Ici encore l'erreur sera essentiellement d'origine mécanique.

a) Marquage d'angle. — Si l'axe du trou est exactement confondu avec l'axe de la pièce polaire le point *m* (fig. 13 *a*) d'intersection de l'axe du temps et du tronçon *bc* du signal magnétique, correspond au point à repérer. En réalité *bc* n'est pas vertical mais légèrement incliné. Soit *D* le diamètre du volant, *d* le diamètre du trou, *d* le diamètre de la pièce polaire que nous supposerons cylindrique se terminant par une section plane (fig. 13 *b*).

La durée *ad* correspond donc à un déplacement linéaire du volant de 2 *d*. L'expérience montre que *b' c'* est de l'ordre du dixième de *ad*. Prenons une limite supérieure $b'c' = \frac{ad}{2}$ ce qui équivaut à un

déplacement linéaire de d. Si le trigger au lieu de se déclencher en m se déclenche en un point m' situé entre m et c. L'erreur de détermination de l'angle de rotation sera définie par :

$$\Delta 0 = \frac{d}{2} \frac{360}{\pi D}$$

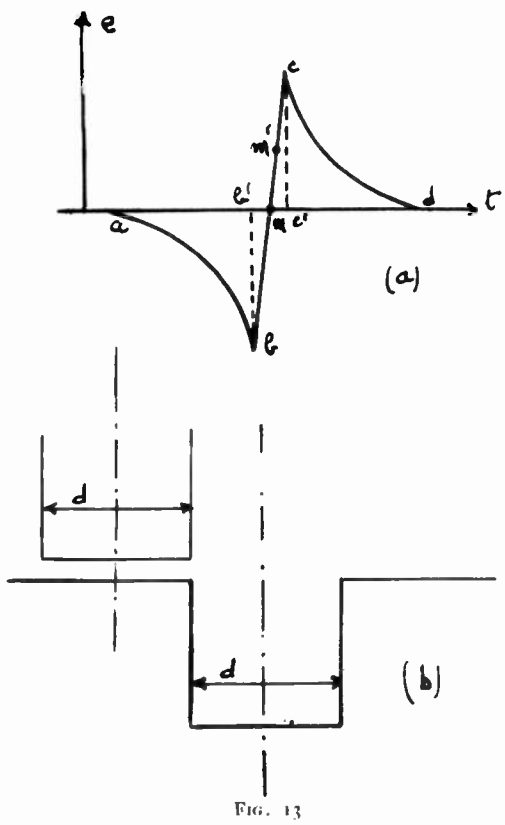


Fig. 13

pour un petit volant de 300 mm et $d = 2$ mm

$$\Delta 0 = \frac{360}{2.300.\pi} \# 0{,}2^{\circ}$$

Erreur due au diamètre du point.

Le signal de modulation du spot a une durée de 5 µs. Aux vitesses de balayage maximum utilisées 500 µs pour une course, cette durée n'aura pratiquement pas d'influence sur le diamètre du point et comme précédemment nous pourrons le prendre égal à 0,5 mm. La même remarque s'appliquant aux points de diagramme.

Ici encore si le diagramme est relevé par tranches horizontales qu'on raccordera lors du dépouillement, ces tranches s'obtenant par déplacement du point de synchronisation, on peut facilement avoir un étalement de dix degrés pour une course utile de 60 mm. L'erreur due à l'épaisseur du spot sera donc inférieure au dixième de degré. En réalité, seules certaines parties du diagramme telle la zone de combustion par exemple seront relevées avec un si grand étalement. Souvent on est limité dans l'étalement poussé par la variation du point de synchronisation du fait des accélérations instantanées inévitables du moteur. En tout état de cause l'erreur de détermination des angles de rotation dépendra surtout de la précision de la répartition des trous de marquage sur le volant et du calage de l'émetteur magnétique par rapport à ceux-ci. Dans des conditions très peu favorables on peut évaluer l'erreur absolue à un degré.

Sous sa forme actuelle le manographe strobocathodique I. F. P. est un ensemble robuste, relativement peu coûteux.

Notons enfin qu'un montage à voie double permet d'enregistrer simultanément deux phénomènes, par exemple la pression dans la préchambre et la pression dans la chambre de combustion d'un moteur Diesel. Dans ce cas les circuits de marquage d'angle, de synchronisation et de déviation verticale sont communs. Seuls les circuits points, diagramme sont distincts et commandés par deux capteurs recevant la même contre-pression.

Pour terminer, nous dirons que les techniques des « gates » et des numérateurs électroniques ont trouvé de larges applications dans le domaine des mesures sur les moteurs. De multiples applications ont été faites à l'I. F. P. pour la détermination des cycles moyens lorsque ceux-ci présentent des zones de forte dispersion. Pour les déterminations des délais d'inflammation dans les moteurs, des délais de détonation, etc...

BIBLIOGRAPHIE

R. Vichnievsky. — Evolution des indicateurs électriques pour le relevé des pressions. Pub. 145. Communication au congrès de la S. I. A., 1947.

L. Thaler, R. Vichnievsky. — L'enregistrement stoboscopique des pressions dans les machines thermiques. Revue science et industrie. Octobre 1947.

R. Vichnievsky, G. Monnot. — Mesure et enregistrement des pressions dans les moteurs. Revue I. F. P., 8/9/47.

R. Vichnievsky, J. Gay, G. Monnot, R. Guyot. — Manographes. Revue I. F. P., août-septembre 1947.

R. Vichnievsky, B. Sale. — Notions de thermodynamique nécessaires à l'étude des cycles de moteurs alternatifs. Pub. int. I. F. P., N° 191, 1949.

B. Sale. — Interprétation des diagrammes relevés à différents taux de compression. Comm. au colloque international de Poitiers. Août 1950 (P. S. I. A., N° 248).

R. Vichnievsky, A. Achard, L. Soukiassian. — Problèmes posés par la mesure de pression dans les moteurs Diesels. Comm. au congrès des moteurs Diesels. Paris, fév. 1951.

L. Soukiassian. — Indicateurs de pression. P. 286. Ecole nationale des moteurs.

L. Soukiassian. — Etat actuel du manographe strobocathodique. Revue de l'I. F. P. Mars 1955.

B. Sale, E. Perthuis. — Application aux essais de contrôle des méthodes d'étude statistique de la combustion dans les moteurs. Revue I. F. P. Juillet 1955.

L. Soukiassian. — Méthodes et appareillage de mesure pour les moteurs à combustion interne. P. 315, I. F. P., à paraître dans la revue Mesures.

J. Marcadet. — Utilisation pratique du manographe strobocathodique. P. 326, I. F. P.

J. Baudry. — Le manographe strobo-mécanique I. F. P. Publication I. F. P. Janvier 1955, référence 327.

UNE NOUVELLE TECHNIQUE DE CLASSEMENT ET DE SÉLECTION DE DOCUMENTS

PAR

le Docteur J. SAMAIN

La pensée humaine est essentiellement associative et analogique. Notre esprit tend toujours à rapprocher les phénomènes qui présentent des caractères communs, à les répartir dans des classes distinctes suivant des points de vue déterminés. Ces associations, ces groupements, ces classements font apparaître certaines analogies, certaines corrélations qui conduisent à des idées nouvelles, quelquefois à des découvertes géniales et à des grandes actions.

Mais le monde devient de plus en plus complexe. Nous sommes débordés par la multitude, la diversité et l'enchevêtrement des connaissances et des acquisitions humaines. Il suffit pour s'en convaincre de considérer l'extraordinaire abondance des documents qui sous les formes les plus variées envahissent chaque jour davantage les bibliothèques, les centres de recherches, les administrations, les entreprises industrielles et commerciales. Ils nous devient impossible de dominer tous ces éléments d'information, de les regrouper et de les classer suivant nos besoins, de retrouver et de rassembler ceux qui répondent aux problèmes que nous avons à résoudre.

Il faut donc recourir à des moyens automatiques pour pouvoir effectuer ces opérations intellectuelles fondamentales. Le dispositif décrit répond à ce besoin : cette technique, essentiellement basée sur l'exploration électronique de microfiches d'un type spécial, permet en effet de classer et de sélectionner automatiquement les informations par rapport à n'importe quel point de vue, n'importe quel problème, n'importe quelle préoccupation.

Un chercheur étudiant par exemple l'action des matières plastiques sur la corrosion des métaux verra surgir automatiquement, en réglant l'appareil pour les notions « Matières plastiques », « Corrosion » et « Métaux », tous les documents se rapportant à ce problème.

Nous allons décrire brièvement cette technique en considérant successivement ses deux aspects : l'enregistrement des informations sur les microfiches d'une part, le classement et la sélection de ces microfiches d'autre part.

Enregistrement des informations sur les microfiches.

Chaque information, c'est-à-dire chaque fait, chaque phénomène, chaque idée, comporte un certain nombre d'éléments de caractéristiques, de facteurs..., qui la situent dans l'ensemble des connaissances humaines et que nous appellerons ses « coordonnées ». Un événement historique par exemple est caractérisé par sa date, le lieu où il s'est passé, les personnes et les organismes qui y sont impliqués... Un composé chimique est défini par ses radicaux, ses fonctions, ses propriétés physiques, chimiques et biologiques, ses applications industrielles ou thérapeutiques. Une observation médicale fait intervenir certains symptômes, certaines étiologies, certaines lésions anatomiques, certains produits thérapeutiques, etc...

Ces « coordonnées », ont une très grande importance ; c'est à leur niveau que s'effectuent les opérations de classements et sélection. Il faudra par exemple rassembler, pour un historien, tous les événements qui se sont passés à telle époque dans tel pays. Un chimiste voudra retrouver toutes les substances qui possèdent telles fonctions et telles propriétés biologiques. Un savant recherchera toutes les observations et expériences concernant l'action de tel médicament sur telle bactérie dans telles conditions.

Le but du dispositif décrit est précisément d'enregistrer sur la microfiche, non seulement l'information elle-même, mais aussi ses différentes coordonnées de telle façon que ces coordonnées puissent être, par la suite, explorées électroniquement et commander automatiquement les opérations de classement et de sélection.

Prenons par exemple un document tiré de la revue « Thérapie » (juillet 1952, nº 2, page 97), et intitulé : « Premières observations cliniques concernant l'utilisation des Médiateurs chimiques (Acétylcholine, Histamine, Adrénaline) in situ dans le traitement de certains troubles de réceptivité hormonale ». Ce document est enregistré sur une microfiche représentée sur la figure 1.

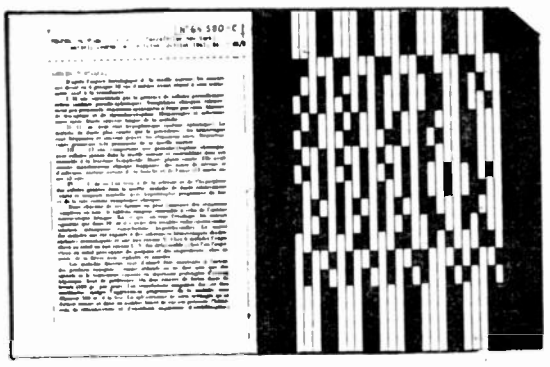


FIG. 11.

Cette microfiche est une pellicule photographique mesurant exactement 72 sur 15 mm. Elle est divisée en deux parties égales *A* et *B*.

— La partie droite (zone *A*) contient, en microphotographie, le numéro, le titre, la référence et le résumé du document. On peut reproduire dans cette zone, par voie photographique, deux pages complètes de texte (dactylographié, imprimé ou manuscrit) avec éventuellement des figures, des tableaux ou des graphiques.

— La partie gauche (zone *B*) contient les coordonnées du document, c'est-à-dire :

1º D'une part les notions et idées principales auxquelles ce document se rattache et qui s'y trouvent exprimées ou sous entendues ;

— Médiateur chimique,
— Acétylcholine,
— Histamine,
— Adrénaline,
— Administration « in situ »,
— Administration intra utérine,
— Thérapeutique,
— Réceptivité hormonale,
— Vasodilatateur,
— Métrose,
— Utérus,
— Aménorrhée,
— Stérilité,
— Gynécologie.

2º D'autre part les repères bibliographiques du document :

— Numéro d'enregistrement	12 029.
— Nature du Document ...	Article de revue.
— Caractère du document .	Contribution personnelle.
— Date	Juillet 1952.
— Nom de l'auteur	PERRAULT.
— Langue	Français.

Chacune de ces coordonnées (notions clefs et repères bibliographiques) est symbolisée par un nombre code spécifique de 5 chiffres, qui est enregistré sur l'une quelconque des 20 rangées parallèles que comporte la zone *B*. La notion « médiateur chimique », codifiée sous le numéro 56 787, est enregistrée par exemple sur la première rangée, la notion Acétylcholine (nº 38 218) sur la deuxième, la notion « Histamine » (nº 39 111) sur la troisième, et ainsi de suite. On aurait pu naturellement choisir un autre ordre chaque rangée pouvant absolument quelconque.

Chacune des 20 rangées de la zone *B* est divisée en 5 groupes identiques de 5 petits carrés. Dans chacun de ces groupes, 2 carrés peuvent être, par voie photographique, rendus opaques, les 3 autres restant transparents. Comme il existe 10 combinaisons différentes de 2 carrés opaques avec 3 carrés transparents, on peut, en attribuant conventionnellement à chacune de ces combinaisons la valeur d'un chiffre, représenter dans chaque groupe un chiffre compris entre 0 et 9, et par conséquent dans chaque rangée de 5 groupes un nombre quelconque de 5 chiffres (c'est-à-dire compris entre 0 et 99 999). La zone *B* de la microfiche comprenant 30 rangées identiques, on pourra donc y enregistrer 20 nombres de 5 chiffres, c'est-à-dire 20 coordonnées différentes.

La microfiche ainsi constituée peut être conservée, avec les autres microfiches, sans aucun classement. Il sera en effet possible, à tout moment, de la retrouver, grâce à un sélecteur électronique, par rapport à n'importe lesquelles de ces coordonnées, c'est-à-dire par rapport à n'importe quel problème auquel il est susceptible d'apporter un élément de solution. Elle surgira automatiquement si l'on demande par exemple :

— « l'action des Médiateurs chimiques sur l'utérus » ;

— « l'emploi de l'histamine en administration in situ » ;

— « le traitement des métroses de réceptivité hormonales » ;

— « les documents parus en France, pendant l'année 1952, et concernant les médiateurs chimiques » ;

— etc..., etc...

Confection des microfiches.

Les microfiches sont réalisées très facilement grâce à une Caméra spéciale. Cette Caméra est un appareil de prises de vues, alimenté par du film de 70 mm en rouleaux de 30 mètres. Elle est munie de deux objectifs couplés destinés à photographier, l'un le texte du document, l'autre un damier de carré noirs et blancs représentant les notions codées du document. Un clavier alphabétique ou numérique permet de composer ce damier par simple dactylographie.

L'opération est simple : on place sur le plateau de la Caméra le texte à photographier ; on tape, d'autre part, comme sur une machine à écrire, les nombres ou les mots codés, tirés du document. On appuie alors sur le bouton « prise de vue ». Tous les éléments de la future microfiche sont dès lors enregistrés sur le film. On peut d'ailleurs obtenir plusieurs microfiches du même document, en appuyant simplement plusieurs fois sur le bouton « prise de vue ».

Quand le rouleau de film est terminé, on le développe suivant les méthodes classiques. On le découpe ensuite, au moyen d'un petit massicot spécial, en sections de 45 mm de large qui deviennent les microfiches définitives.

Sélection et classement des microfiches.

Les microfiches peuvent être sélectionnées et classées par rapport à n'importe quelles coordonnées, grâce à une machine spéciale, le Sélecteur. Cette machine (voir fig. 2) permet en effet :

— soit d'extraire d'un ensemble de microfiches toutes celles qui comportent une ou plusieurs coordonnées déterminées. On pourra par exemple sélectionner celles qui correspondent à des documents publiés en France et concernant l'action de l'Histamine sur les Métroses. Il suffit pour cela de placer les microfiches à explorer dans le sélecteur et de régler celui-ci pour les nombres codes des coordonnées « Histamine », « Métroses », « France ». En fin d'opérations, toutes les microfiches répondant au problème posé se trouveront dans un compartiment spécial de la machine, et par conséquent séparées des autres ;

— soit de classer les microfiches dans un ordre déterminé, par exemple suivant leur date, leur numéro d'enregistrement. Pour cela, on règle le sélecteur pour la catégorie de coordonnées demandée, et on y fait passer un certain nombre de fois les microfiches. Pour finir, les microfiches se trouvent classées dans l'ordre désiré.

Schématiquement le sélecteur fonctionne de la façon suivante : les microfiches à explorer sont placées dans un magasin d'alimentation ; elles sont accrochées une à une et défilent, à la vitesse de 600 par minute, dans un appareil de lecture électronique qui explore, grâce à une cellule photoélectrique, les combinaisons de carrés transparents et opaques. Chaque fois que l'appareil de lecture rencontre la combinaison pour laquelle il a été réglé, une impulsion électrique est émise qui déclenche un électro-aimant, lequel orientera, au moyen d'un volet mobile, la microfiche dans une case de réception spéciale. Si au contraire, la microfiche ne possède pas la combinaison recherchée, elle termine sa course dans une case Rebut.

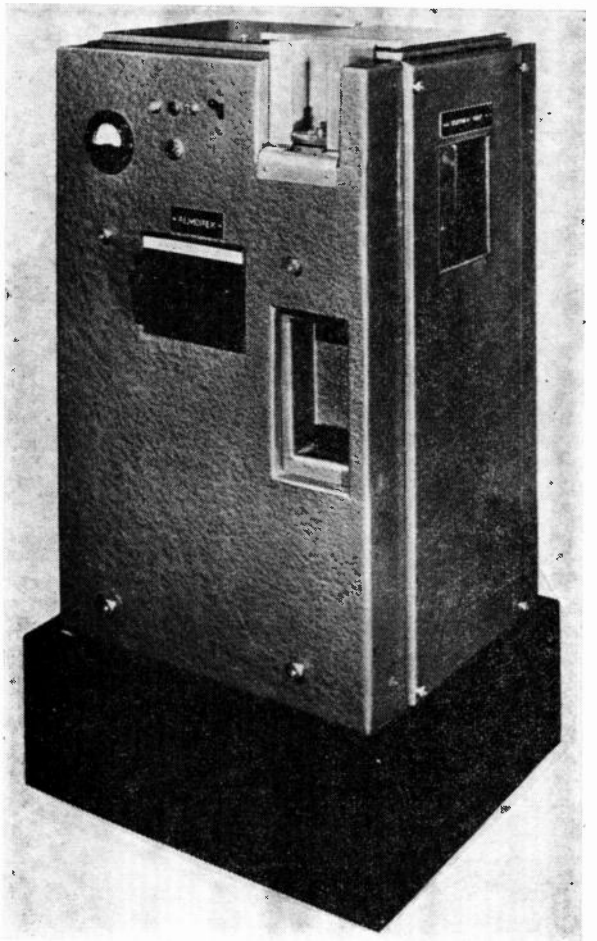


FIG. 27 (cliché S.E.A.P.)

Les sélecteurs actuels peuvent être réglés simultanément pour 5 notions différentes, et un tableau de connections permet d'obtenir toutes les combinaisons possibles de ces 5 notions entre elles. On peut par exemple sortir toutes les microfiches qui possèdent :

— soit l'une quelconque des notions *A*, *B*, *C*, *D* et *E* (ex : toutes celles qui concernent la *Pénicilline*, ou la *Streptomycine*, ou l'*Auréomycine*, ou la *Terramycine* ou les *Antibiotiques*) ;

— soit à la fois les 5 notions *A*, *B*, *C*, *D*, *E* (ex : toutes celles qui possèdent à la fois les notions : pénicilline, streptomycine...) ;

— soit la notion *A* ou *B* ou la notion *C* ou *D*, etc...

Le dispositif de lecture électronique explore en un seul passage la totalité des rangées de carrés noirs et blancs et détecte au passage les combinaisons cherchées. Il s'ensuit que le sélecteur extrait la microfiche quelle que soit la ligne sur laquelle la notion cherchée est enregistrée.

Le système de lecture électronique est basé sur le principe du cache négatif : le réglage de l'appareil pour une notion déterminée se fait en composant le négatif de la combinaison de carrés noirs et blancs correspondant.

Il est facile de comprendre que, quand la notion passe devant ce cache négatif (par l'intermédiaire d'un dispositif optique), la cellule, normalement éclairée, ne recevra plus de lumière. A ce moment l'amplificateur enverra une impulsion électrique à un relai qui commandera le volet de sélection.

La difficulté du montage électronique réside naturellement dans l'exiguité des carrés de la microfiche (1 mm²), la vitesse de passage (environ 1 000 impulsions par seconde), et les irrégularités que présente le film au point de vue de sa transparence. Il est nécessaire d'avoir une marge de sécurité importante pour supprimer toute erreur de fonctionnement. Ceci est réalisé grâce à un montage simple, mais très soigneusement stabilisé. Chaque piste de lecture comporte une cellule photo-électrique, un étage d'amplification, et un thyratron, qui commande directement un relai sensible, lequel commande lui-même, par l'intermédiaire du tableau de connection, les électro-aimants assurant la manœuvre des volets de sélection ou de tri. Le montage électronique est à liaison directe à courant continu ; une source de tension stabilisée négative permet de règlage au cut-off du tube suivant, débloquant le thyratron pour un signal donné. Le contrôle est fait par un indicateur visuel d'accord.

Les appareils actuels possèdent 5 pistes de lecture de ce type, mais rien ne s'oppose à augmenter ce nombre. Les différentes pistes de lecture sont disposées côte à côte dans un dispositif optique particulier permettant un encombrement minimum. En plus des opérations de sélection, les pistes de lecture peuvent commander des opérations de comptage et éventuellement des opérations arithmétiques plus complexes.

Exploitation des microfiches.

Les Microfiches classées ou sélectionnées par le sélecteur peuvent être consultées immédiatement et directement par le demandeur qui, au moyen d'un lecteur de microfilm, lit facilement les textes qui y sont enregistrés. Elles peuvent aussi être reproduites ou agrandies sur un film ou un papier photographique, ce qui permet au demandeur de conserver indéfiniment, sous une forme synoptique facilement consultable, tous les éléments d'information demandés.

Le chercheur peut donc étudier à loisir les informations fournies par le sélecteur et opérer, à partir de celles-ci, une deuxième sélection plus fine et plus nuancée, en se servant cette fois de sa propre intelligence et de ses propres connaissances.

Rangement des microfiches.

En principe les microfiches peuvent être conservées dans les fichiers sans aucun classement. Il est en effet toujours possible, grâce au sélecteur, de les classer dans un ordre déterminé ou d'extraire celles qui répondent à un problème posé. Mais quand il s'agit d'une documentation importante, le nombre des microfiches devient rapidement très élevé ; la moindre recherche oblige alors à faire passer tout le fichier dans la machine ce qui naturellement demande un certain temps.

Il est avantageux dans ce cas de « pré-classer » les microfiches dans de grandes rubriques correspondant à des notions dominantes, et déterminées à l'avance. Il suffit de faire pour chaque document autant de microfiches qu'il comporte de ces notions dominantes et de répartir ces microfiches dans les rubriques correspondantes. Les sélections sont alors infiniment plus rapides : elles se font en effet, non plus à partir de l'ensemble du fichier de microfiches, mais à partir d'une rubrique déterminée de celui-ci. Tout se passe comme si la totalité des microfiches étaient explorées, alors qu'en réalité, un petit nombre seulement (au plus 2 à 3 000) passent effectivement dans le sélecteur.

Par ce moyen, on arrive à explorer des millions de documents en quelques minutes.

***

Tels sont donc, brièvement exposés, les principes essentiels du système, construit sous le nom de Filmorex. Cette technique semble répondre assez bien aux exigences modernes du travail intellectuel. Elle permet de conserver les informations avec leurs multiples incidences et par conséquent de réaliser tous les classements et toutes les sélections désirés. Sans doute comporte-t-elle une part d'arbitraire et une certaine rigidité qui tiennent à la structure du vocabulaire qu'elle emploie ainsi qu'à la complexité et à la polyvalence infinie des informations. Aussi ne pourra-t-elle jamais remplacer le cerveau humain, ni lutter avec l'extraordinaire souplesse de celui-ci. Par contre, elle peut très efficacement préparer et dégrossir le travail de l'esprit en lui fournissant rapidement et automatiquement, sous une forme facilement assimilable, les éléments d'information dont il a besoin et qu'il serait incapable, même au prix d'efforts surhumains, de retrouver et de rassembler par ses propres moyens.

Filmorex possède d'autre part certains avantages pratiques qui en font une méthode précieuse pour l'organisation de la documentation :

1. — Les microfiches sont particulièrement résistantes, beaucoup plus que les fiches de papier ou les cartes perforées par exemple. Elles se conservent indéfiniment et peuvent passer des milliers de fois dans les machines, sans s'abîmer. Il faut noter d'ailleurs que le préclassement des microfiches limite considérablement le nombre de passages qu'une microfiche aura à effectuer dans sa carrière ;

2. — Les microfiches ont un format réduit (72 × 15 mm), malgré la grande quantité d'information qui y est enregistrée : un fichier occupant un volume d'un mètre cube contient, compte tenu des espaces morts, près d'un million de microfiches. Ce faible encombrement réduit au minimum les déplacements et les manipulations imposées aux documentalistes ;

3. — L'établissement des microfiches est simple et presque entièrement automatique. Il requiert un personnel peu nombreux et peu spécialisé. Tout se fait en effet par voie photographique, sans traductions ni transcriptions manuelles, donc sans erreurs possibles ;

4. — La rapidité des sélections est considérable ; grâce au préclassement, on peut explorer des millions de microfiches en quelques minutes seulement ;

5. — Le prix de l'équipement (caméra et sélecteur) est relativement faible. Celui des microfiches est minime, en regard des économies importantes que l'enregistrement photographique permet de réaliser.

Cet outil de pensée, pratique et économique, trouve donc sa place dans les bibliothèques, les centres de documentation, les laboratoires, les entreprises industrielles et commerciales, les administrations..., partout où s'exerce une activité intellectuelle quelconque.

NOTE D'INFORMATION

ÉNERGIE NUCLÉAIRE ET CONSERVATION DES ALIMENTS

PAR

H. CASTANIÉ

Ingénieur E. C. P.

En 1951, la commission américaine de l'énergie atomique rechercha les moyens de tirer parti des tonnes de résidus dangereux résultant des fabrications atomiques que, pour des raisons de sécurité, l'on était obligé d'enterrer dans des casemates de béton et d'acier.

C'est ainsi que l'Université de Michigan proposa alors en 1953 d'utiliser les propriétés radioactives des rayons gamma qui sont émis par le cobalt 60 pour stériliser les aliments, et elle construisit à cet effet un bâtiment dont les murs ont plus d'un mètre d'épaisseur, avec au milieu un puits profond rempli d'eau qui contenait une caissette avec les baguettes de cobalt radioactif — l'eau absorbait ainsi sans danger les radiations nuisibles — et lorsque l'on avait besoin d'utiliser le cobalt il suffisait de sortir du puits la caissette par un dispositif commandé à distance. Le puits comportait donc une sorte de carrousel où on pouvait faire circuler des récipients contenant les produits à irradier et la durée d'exposition était variable de 30 minutes à 2 heures selon la grosseur ou la nature des produits — pour que les rayons « gamma » puissent agir en profondeur et détruire ainsi tous les microbes ou les germes nuisibles.

Ces expériences aiguillèrent les chercheurs vers d'autres sources de rayons actifs et c'est ainsi que l'on put lire dans les revues spécialisées américaines que des aliments divers avaient été conservés grâce au « Capacitron » ; certaines personnes ont pu paraître sceptiques pour ces résultats assez extraordinaires qui, tout de même, laissaient prévoir que dans un proche avenir les anciennes méthodes de conservation par la chaleur seraient définitivement périmées.

D'après la documentation que j'ai reçue en 1954 une Société américaine s'était spécialisée dans l'étude de ces problèmes et avait obtenu des résultats surprenants. La « High Voltage Engineering Corporation » a relaté des expériences nombreuses et variées toutes couronnées de succès faites avec des appareils multiples et très variés tels que synchrotron, bevatron, cosmotron et surtout avec l'accélérateur de « Van Graaf ».

Les résultats les plus intéressants ont été obtenus avec l'appareil de « Van Graaf » que tout le monde connaît maintenant, mais qui à l'époque était assez révolutionnaire. Si l'on compare les rendements « énergétiques » des divers appareils, on constate que, pour une même dépense, l'énergie *utile* dissipée par le synchrotron est de 0,01 kW alors qu'elle est déjà de 0,05 pour le bevatron — 0,20 avec le cosmotron et 1 kW avec le capacitron. Enfin avec le « Van Graaf » on obtient 12 kW — c'est-à-dire 12 milliampères sous 1 million de volts — ceci avec le petit appareil « prototype » utilisé. Depuis on a fabriqué des appareils atteignant 50 millions de volts sous 20 à 25 milliampères ; il a même été question de 100 millions de volts sous 50 milliampères.

Quoi qu'il en soit, cette énergie à très haute tension dissipée en un millième de seconde et même beaucoup moins, stérilise parfaitement tous les produits soumis à l'effluve. La Société H.V.E.C. a perfectionné le procédé en l'associant au froid intense (quick freezing) et elle a réussi ainsi à stériliser 1 livre d'aliment seulement avec 25 Watts — en 10 secondes —. Ce produit mis immédiatement sous cellophane et stérilisé aux U. V. peut se conserver ensuite très longtemps sans précautions spéciales, à la température ambiante. Certains échantillons ne semblent pas avoir été modifiés après 6 mois de stockage et peuvent être comparés avec des aliments frais, sans aucune différence appréciable. Actuellement, il n'est pas encore question d'appliquer industriellement ce procédé pour concurrencer les conserves habituelles, car l'amortissement énorme des frais d'installation serait beaucoup trop onéreux, mais il n'est pas impossible que dans un avenir prochain le procédé devienne rentable. Actuellement le prix d'une installation pour 1/2 kilowatt utile pouvant traiter 2 livres par seconde (environ 3,5 tonnes à l'heure) est de 65 000 dollars (environ 250 millions). Une installation beaucoup plus moderne de 30 millions de volts est en cours d'étude et pourrait traiter 5 000 livres d'aliments à l'heure (2,5 tonnes) pour un prix à peu près acceptable.

Depuis 1 an environ la marine américaine utilise ce genre de conserves pour le ravitaillement des sous-marins ; elle obtient ainsi un gain de poids appréciable sur les produits et la suppression presque totale des réfrigérateurs.

VIE DE LA SOCIÉTÉ

PÉRIODE DU 2 JUIN AU 31 JUILLET 1956

CONGRÈS INTERNATIONAL « TUBES HYPERFRÉQUENCES »

Paris, du 19 mai au 2 juin 1956

SÉANCE INAUGURALE, 19 MAI 1956

Programme de la Séance inaugurale

Discours d'ouverture de M. R. WARNECKE, *Président du Congrès.*

Allocution de MM. :

le Prince L. de BROGLIE, *Président d'Honneur du Congrès.*

R. RIGAL, *Président de la Société des Radioélectriciens,*

J. DEBIESSE, *Président de la Société Française des Ingénieurs et Techniciens du Vide.*

LONGCHAMBON, *Président de la Commission Supérieure à la Recherche Scientifique et au Progrès Technique.*

Conférence de M. R. WARNECKE, *Directeur du Département de Recherches « Electronique et Atomistique de la Cie Générale de T.S.F.*

Discours d'ouverture de M. R. WARNECKE :

Monsieur le Président,
Monsieur le Secrétaire Perpétuel,
Mesdames,
Messieurs,

Les oscillations électromagnétiques de fréquences très élevées, celles que l'on qualifie « d'hyperfréquences », ont une importance pratique qui va sans cesse en croissant ; des personnalités éminentes le rappelleront dans quelques instants.

Les dispositifs qui servent à produire, à amplifier, à détecter ou à contrôler ces ondes et d'autres qui les utilisent directement à des fins diverses, présentent par suite un intérêt tel qu'actuellement, partout dans le monde, de très nombreux chercheurs et techniciens consacrent leur activité à améliorer ceux qui existent et à en créer d'autres plus efficaces ou plus avantageux.

Dans ces conditions, le progrès est rapide et, tant au point de vue scientifique qu'au point de vue industriel, il est souhaitable, fréquemment, de confronter les conceptions et de comparer les résultats.

Notre Pays, où furent apportées de nombreuses contributions d'avant-garde par des pionniers comme Camille GUTTON, PONTE, CLAVIER, DARBORD, BEAUVAIS, PIERRET, — notre Pays où existaient, dès 1931, le câble hertzien et, dès 1935, le Radar microondes — devait être le siège d'une manifestation visant un tel échange d'informations.

C'est pourquoi la Société des Radioélectriciens et la Société Française des Ingénieurs Techniciens du Vide ont organisé ce Congrès.

En ma qualité de Président du Comité d'Organisation, je voudrais d'abord vous remercier :

Monsieur le Président du Conseil Supérieur à la Recherche Scientifique et au Progrès Technique, pour avoir bien voulu accepter de nous accorder votre patronage,

— et vous, Monsieur le Secrétaire Perpétuel, pour avoir bien voulu être notre Président d'Honneur.

— Messieurs les Représentants du Gouvernement,

— Messieurs les Membres de l'Institut de France,

— Messieurs les Représentants du Commissariat à l'Energie Atomique,

— Messieurs les Membres de nos Universités, de nos grandes Ecoles et de nos grandes Administrations techniques,

— Messieurs les Chefs de l'Industrie Electronique française,

— Messieurs les Membres des Organismes professionnels de la Radioélectricité,

Je vous remercie de votre appui et de votre aide.

Grâce à vous, il nous est permis de donner à cette manifestation l'éclat qu'elle méritait.

— Messieurs les Représentants des Nations étrangères: merci pour votre présence. Elle est une marque précieuse de l'intérêt que vous attachez à une manifestation qui sert au progrès scientifique et qui, par les contacts humains qu'elle permet, aide aux hommes de bonne volonté à se mieux connaître et à s'estimer.

— Messieurs les conférenciers étrangers, qui appartenez à 21 Nations différentes : merci d'être venus nous apporter le résultat de vos travaux. Au nom de vos collègues français, je vous adresse un salut cordial et vous souhaite la bienvenue.

Tous les techniciens français sont fiers de voir parmi vous certaines des plus hautes autorités dans le domaine qui fait l'objet de ce Congrès.

Mesdames, Messieurs,

Celui qui découvrit le premier moyen de produire des microondes avec un tube électronique, le Professeur allemand Heinrich BARKHAUSEN, célèbre par bien d'autres travaux, en particulier dans le domaine de l'électroacoustique et du ferromagnétisme, est décédé le 20 février de cette année.

Quelques jours auparavant, la mort nous avait arraché un autre pionnier, le physicien anglais bien connu Eric MEGAW, Director of the Physical Research at the British Admiralty, qui a consacré une grande part de son activité aux méthodes de génération des hyperfréquences.

Avant le début de nos travaux, j'ai tenu, en votre nom à tous à saluer la mémoire de ces deux personnalités éminentes qui ont apporté une contribution si importante à notre technique.

Mesdames, Messieurs,

Nous savons tous que ce Congrès ne peut faire complètement le bilan des données acquises sur son objet.

A cause de l'intérêt qu'ils présentent pour certaines applications, bien des problèmes ne seront pas traités, bien des résultats ne seront pas indiqués.

De ces limitations, qu'ils comprennent et respectent, tous les techniciens participant à ce Congrès s'excuseront mutuellement : j'en suis sûr.

Mon souhait est que soit très proche le jour où une manifestation ayant le même objet ne souffrira plus des mêmes restrictions.

Allocution de M. le Prince L. de BROGLIE *de l'Académie Française, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences :*

On a souvent remarqué que l'histoire des applications techniques de la Radioélectricité depuis les premières réalisations de télécommunications radioélectriques effectuées par MARCONI en 1898 se divisait en trois périodes dont les deux grandes guerres mondiales de notre siècle ont marqué les séparations. La période

initiale dont j'ai pu voir l'achèvement dans ma première jeunesse a été celle de la production des ondes hertziennes amorties, puis entretenues, par des dispositifs tels que décharges de condensateurs dans des circuits oscillants ou oscillations d'arcs électriques : les dispositifs alors employés faisaient presque uniquement appel au gros appareillage (générateurs, transformateurs, batteries de condensateurs, etc...) de l'électrotechnique classique et reposaient par suite essentiellement sur ce que l'on nomme aujourd'hui la « technique des courants forts ». Guidé par l'idée théorique exacte, mais insuffisante, que les ondes électromagnétiques longues sont capables de contourner les obstacles, et en particulier ceux que lui opposent la rotondité et les aspérités de la surface terrestre, cette technique primitive des radiotransmissions avait été amenée à employer des ondes très longues, de longueur d'onde de l'ordre du kilomètre ou de plusieurs kilomètres, et elle avait même eu une tendance constante à utiliser des longueurs d'onde de plus en plus grandes.

C'est le progrès des dispositifs de réception des ondes hertziennes qui a été, au moment où allait éclater la guerre de 1914, l'origine de la première évolution de la technique radioélectrique. La diode de FLEMING perfectionnée par la capitale adjonction d'une troisième électrode, a alors donné naissance à la triode de LEE de FOREST qui progressivement, pendant et après la guerre de 1914, allait entièrement transformer toute la technique de la réception, puis de l'émission des ondes hertziennes, rendant possibles la radiotéléphonie et par suite la radiodiffusion. Peu après, des observations faites d'abord par de perspicaces amateurs ont montré que les ondes courtes (dont la longueur d'onde est de l'ordre du décamètre ou de l'hectomètre) avaient la possibilité, contrairement à ce que l'on croyait, de se propager à de grandes distances à la surface de la terre : emprisonnées entre cette surface et les couches conductrices d'HEAVISIDE dont on avait jusqu'alors méconnu l'existence, elles sont retenues au voisinage de la terre par cette sorte de guide d'ondes naturel et peuvent pour cette raison contourner la rotondité de la terre et ses aspérités, ce que leurs longueurs d'onde relativement petites ne leur permettraient pas de faire par de simples effets de diffraction. Et comme les postes d'émission à lampes dont la technique allait sans cesse en se perfectionnant permettaient d'émettre avec l'intensité nécessaire ces ondes courtes, on a vu s'ouvrir alors cette belle période de la Radioélectricité de l'entre-deux-guerres où les ondes courtes jouaient un rôle prépondérant, rôle qui reste d'ailleurs essentiel pour un grand nombre de télécommunications hertziennes, notamment dans le domaine de la radiodiffusion.

La troisième période, la période actuelle, de l'évolution de la Radioélectricité, caractérisée par l'étude et les applications des hyperfréquences, a été précédée un peu avant 1939 par une période où l'attention des radioélectriciens se portait de plus en plus sur les ondes très courtes dont les longueurs d'onde sont de l'ordre du mètre. Tandis qu'à la fin de la première période, on avait assisté à une sorte de course vers les grandes longueurs d'ondes, la seconde période s'achevait par un début de course vers les très petites longueurs d'ondes et ainsi la Radioélectricité retournait, pour ainsi dire, vers ses origines puisque les expériences primitives de HERTZ et celles de ses premiers continuateurs portaient sur l'émission et la propagation d'ondes (amorties) du domaine métrique ou même centimétrique.

La technique des hyperfréquences qui caractérise la phase actuelle de la Radioélectricité a dû son rapide développement à l'importance prise par les procédés de Radar notamment au cours de la dernière guerre. Mais elle a, en dehors de cette utisation particulière et de celles qui ont suivi, exercé une influence considérable sur l'évolution des idées et des découvertes expérimentales en Physique.

L'obstacle capital auquel s'est heurtée alors la technique naissante des hyperfréquences, c'est le fait qu'au dessous d'une cinquantaine de centimètres de longueur d'onde, le temps de transit des électrons à travers les tubes d'émission ou de réception du type classique (même quand on réduit autant que possible les dimensions de ceux-ci) devient de l'ordre de la période des ondes : les dispositifs jusqu'alors employés se sont, pour cette raison, montré insuffisants et il a fallu inventer et mettre au point des appareils reposant sur des principes tout nouveaux pour assurer l'émission et la réception des hyperfréquences tels que magnétrons, klystrons, tubes à ondes progressives, guides d'ondes, cornets, etc... La Physique générale a beaucoup profité de cette évolution de la technique radioélectrique. On a été notamment amené à envisager et à étudier théoriquement et expérimentalement des types de propagation d'ondes électromagnétiques qui sont contenues dans les équations de MAXWELL depuis longtemps connues, mais qui n'avaient pas retenu l'attention. Jusque là on n'avait guère étudié que les ondes électromagnétiques progressives qui sont planes ou sphériques et les ondes électromagnétiques stationnaires qui s'établissent dans des circuits filiformes comme les antennes. Et voilà que la mise au point de nouveaux dispositifs d'émission et de réception des hyperfréquences obligeait à analyser des phénomènes beaucoup plus compliqués tels que l'établissement d'ondes électromagnétiques stationnaires dans des cavités à parois métalliques de formes diverses ou la propagation de ces ondes le long des guides où les ondes sont, pourrait-on dire, stationnaires dans le sens transversal et progressives dans le sens longitudinal. On découvrait ainsi avec un certain étonnement au sein de la théorie de MAXWELL toute une série de problèmes nouveaux et difficiles à résoudre, mais dont la solution correspondait à d'importantes applications techniques. La façon dont une onde électromagnétique s'épanouit dans l'espace en s'échappant de l'extrémité d'un guide ou à l'embouchure d'un cornet a obligé les théoriciens à reprendre l'étude du principe de HUYGHENS en l'adaptant exactement aux exigences de la théorie électromagnétique et en l'exprimant ainsi sous une forme plus exacte que celle qui était usuellement employée et cette étude a permis de préciser le caractère plus ou moins dirigé suivant les cas des émissions sur hyperfréquences. L'Electronique a aussi beaucoup profité de ce genre de recherches : la théorie des klystrons dont le fonctionnement repose sur la modulation des vitesses des électrons, celle des magnétrons, celles des tubes à ondes progressives obligent à effectuer des analyses extrêmement fines et approfondies des interactions entre les électrons et les champs électromagnétiques ainsi que des mouvements et groupements d'électrons qui résultent de ces interactions. Tout cet effort, qui n'a pu être accompli qu'en faisant appel à des méthodes mathématiques élevées et à des techniques de laboratoires très raffinées, a conduit à écrire d'importants chapitres nouveaux de la Physique en même temps qu'elle rendait possibles de magnifiques progrès de la technique radioélectrique.

L'une des caractéristiques les plus importantes des radiations hertziennes de très haute fréquence, c'est que leurs propriétés et en particulier celles de leur propagation se rapprochent des propriétés de la lumière. Au fur et à mesure que leur longueur d'onde diminue, elles deviennent de plus en plus incapables de contourner les obstacles par diffraction et de plus en plus aptes à fournir des faisceaux cylindriques sans déperdition latérale appréciable. Cette propriété des hyperfréquences a joué et joue chaque jour davantage un rôle essentiel dans le développement des procédés de radar, de téléguidage, de télécommunication par câbles hertziens, etc... Les études scientifiques ou techniques qui ont ainsi été provoquées par l'emploi des hyperfréquences, ont permis aux physiciens de voir apparaître, quand la longueur d'onde diminue, les propriétés de propagation rectiligne, de réflexion, de réfraction, de dispersion ou d'interférences classiques en optique ordinaire. Les problèmes relatifs aux miroirs et aux lentilles pour hyperfréquences constituent un nouveau chapitre de l'optique géométrique tandis que l'étude des fentes rayonnantes conduit à des théories tout à fait analogues à la théorie classique des réseaux. En permettant d'établir cette continuité entre ondes lumineuses et ondes hertziennes très courtes, la technique des hyperfréquences a permis de jeter un pont entre des branches de la Physique qui étaient encore séparées bien que l'on sut déjà à l'avance qu'elles devaient se rejoindre un jour.

L'étude de la propagation des hyperfréquences, principalement dans l'atmosphère, constitue aussi un problème d'un haut intérêt théorique et pratique. Son importance dans de nombreuses questions, notamment pour le radar, est considérable. Les phénomènes d'absorption qui jouent un grand rôle dans certaines bandes de fréquences et qui dépendent des propriétés des molécules présentes dans les milieux traversés offrent un intérêt considérable pour le physicien. Tous ces problèmes sont difficiles, surtout quand il s'agit d'un milieu comme l'atmosphère dont les propriétés sont extrêmement variables d'un point à l'autre et aussi au cours du temps.

Dans toutes ces questions, on voit s'accentuer le caractère optique des propriétés des hyperfréquences quand les longueurs d'onde diminuent. La technique des tubes hyperfréquences permettant aujourd'hui d'obtenir avec des dispositifs nouveaux des longueurs d'onde qui descendent à l'ordre de grandeur du millimètre, on se rapproche de plus en plus du domaine des radiations infrarouges de l'optique où les investigations des

WRH

physiciens s'étendent dans l'infrarouge lointain jusqu'aux longueurs d'onde de plusieurs centaines de μ, c'est-à-dire de plusieurs dixièmes de millimètre. Certes ce raccord entre le domaine optique et le domaine hertzien était depuis longtemps réalisé puisque, dès 1922, NICHOLS et TEAR avaient obtenu par des procédé radioélectriques des ondes dont la longueur d'onde descendait jusqu'à 0,22 mm alors que les opticiens pouvaient observer dans le spectre du mercure des raies ayant des longueurs d'onde analogues. Mais, dans ces anciennes expériences, les ondes hertziennes ultra-courtes étaient obtenues par le procédé classique des décharges oscillantes et étaient par suite fortement amorties. Si le perfectionnement des tubes hyperfréquences permet dans l'avenir de réaliser l'émission d'ondes aussi courtes, la jonction entre l'infrarouge lointain et les hyperfréquences pourra être étudiée d'une façon beaucoup plus approfondie et des résultats d'une grande portée pour la Physique générale pourront sans doute être obtenues de cette façon.

Ceci m'amène à dire un mot d'une question que j'ai toujours considérée comme très importante. Les propriétés des ondes hertziennes et leurs interactions avec la matière électrisée sont décrites très exactement par les équations de MAXWELL qui impliquent la répartition continue de l'énergie dans le champ électromagnétique et le caractère également continu des échanges d'énergie entre matière et rayonnement. Or dans le domaine de la lumière et dans celui des rayons X et γ, ce mode de description devient tout à fait insuffisant : tout se passe comme si l'énergie était concentrée en grains localisés, les « photons », et les échanges d'énergie entre rayonnement et matière prennent le caractère discontinu de « transitions quantiques » accompagnant l'émission et l'absorption des photons. Comment concilier des descriptions aussi différentes ? Cela semble cependant nécessaire puisque nous savons que toutes les radiations depuis les ondes hertziennes les plus longues jusqu'aux Rayons X et γ en passant par la lumière visible sont de même nature et ne diffèrent que par la valeur plus ou moins grande de leur longueur d'onde. La clef de l'énigme est certainement que la théorie électromagnétique est une théorie statistique donnant une description globale des ondes qui transportent de très nombreux photons et des interactions entre matière et rayonnement qui comportent de très nombreuses transitions quantiques. Cette représentation statistique est entièrement suffisante dans le domaine des ondes hertziennes, mais elle cesse de l'être dans celui de la lumière quand il devient nécessaire de tenir compte des transitions quantiques individuelles avec émission ou absorption d'un seul photon. La frontière de ces deux domaines se trouve précisément dans la région spectrale des très hautes hyperfréquences dont les longueurs d'onde sont de l'ordre du dixième de millimètre, là où l'on peut obtenir par des procédés différents, soit des ondes hertziennes à très grands nombres de photons dont l'émission et l'absorption sont correctement décrites par la théorie de MAXWELL, soit des trains d'ondes infrarouges ne contenant qu'un seul photon dont l'émission et l'absorption accompagnent des transitions quantiques se produisant individuellement dans les atomes de la matière. Il est évident que ceci donne une importance toute particulière au point de vue des idées générales de la Physique quantique à l'étude de ces ondes qui sont extrêmement courtes pour le radioélectricien et extrêmement longues pour l'opticien.

Aux considérations précédentes se rattache l'important ensemble de recherches expérimentales qui constituent une branche importante de la Physique contemporaine souvent appelée « spectrographie des radiofréquences ». Elle constitue en somme une étude par des procédés radioélectriques, appartenant très souvent au domaine des hyperfréquences, des structures fines du spectre des atomes ou des noyaux d'atomes ou, ce qui revient au même, de la complexité des états stationnaires quantifiés d'énergies très voisines et des édifices microphysiques.

Vous savez que quand un atome (ou un noyau) possède deux états quantifiés d'énergie E_i et E_j avec $E_i > E_j$, il est susceptible de passer éventuellement de l'état initial E_i à l'état final E_j avec émission d'un photon de fréquence ν telle que $h\nu = E_i - E_j$ et éventuellement de l'état initial E_j à l'état final E_i en absorbant aux dépens d'un rayonnement ambiant de fréquence ν un photon d'énergie $h\nu = E_i - Eh_j$. Très souvent la différence $E_i - E_j$ des énergies est suffisamment grande pour que la fréquence ν correspondante appartienne au domaine optique ou au domaine X dans le cas des atomes, au domaine X ou au domaine γ dans le cas des noyaux. Mais il y a aussi, pour les atomes et pour les noyaux, des états stationnaires quantifiés qui sont suffisamment voisins pour que la différence de leurs énergies corresponde à une très haute fréquence hertzienne. Dans le spectre de l'atome d'hydrogène par exemple, on constate des structures fines qui sont dues à l'existence d'états quantifiés de l'atome dont les énergies sont extrêmement voisines et qui correspondent à des fréquences de l'ordre de 1 000 à 10 000 mégahetz, soit à des longueurs d'onde de quelques centimètres. Plongés dans un rayonnement monochromatique hertzien correspondant à l'une de ces longueurs d'onde, un atome d'hydrogène sera donc susceptible d'absorber un des photons de ce rayonnement en subissant le saut quantique correspondant : on peut donc en faisant traverser une masse d'hydrogène par un faisceau d'hyperfréquences dont on fait varier la longueur d'onde constater une forte absorption du rayonnement hertzien au moment où celui-ci offre aux atomes d'hydrogène des photons correspondant à l'une des fréquences que ces atomes sont capables d'absorber. L'observation de ce phénomène d'absorption permettra donc de déterminer exactement la structure fine des niveaux d'énergie quantifiés de l'hydrogène. Ce genre d'expériences a permis, il y a une dizaine d'années, aux physiciens américains LAMB et RETHERFORD de mettre en évidence une structure des niveaux de l'hydrogène que seules des théories très approfondies ont pu interpréter, l'interprétation de ces faits constituant l'un des plus remarquables succès de la Physique quantique contemporaine. Des méthodes de mesure analogues permettent d'ailleurs de déterminer également de très légères modifications des niveaux d'énergie quantifiés d'un atome, soit par l'influence du moment magnétique de son noyau (structures hyperfines), soit par l'action d'un champ magnétique imposé de l'extérieur (effets ZEEMAN). Les états quantifiés de rotation des molécules correspondent aussi à des énergies très voisines, ce qui donne lieu, lors des transitions, à l'absorption ou à l'émission d'un photon appartenant à l'infrarouge lointain de sorte que la détermination des différences d'énergie de rotation entre ces états quantifiés peut encore se faire en faisant intervenir l'emploi des hyperfréquences. Pour la détermination du moment magnétique propre des noyaux et des états quantifiés qui en dépendent, on peut employer des méthodes un peu analogues où interviennent d'ailleurs généralement des ondes hertziennes du domaine métrique plutôt que des ondes appartenant au domaine des hyperfréquences proprement dites.

Cette spectrographie des radiofréquences forme donc aujourd'hui un chapitre extrêmement important de la science et apporte constamment à la Physique moléculaire, atomique ou nucléaire ainsi qu'aux théories quantiques des renseignements extrêmement précieux. Ses méthodes introduites aux Etats-Unis dès avant la dernière guerre par M. RABI et ses collaborateurs avec utilisation d'ondes métriques se sont développées depuis lors dans les laboratoires du monde entier avec un emploi de plus en plus étendu des hyperfréquences. En France, ce genre de recherches a été poursuivi d'une manière extrêmement brillante par M. Alfred KASTLER et ses collaborateurs. Je ne puis m'étendre ici davantage sur ces problèmes : on en trouvera une très remarquable vue d'ensemble rédigée par M. KASTLER lui-même dans la récente réédition du tome consacré à l'Optique dans le traité de Physique générale bien connu du regretté Georges BRUHAT.

J'ajouterai encore, sans pouvoir y insister, que tout récemment dans de sensationnels travaux l'astronome Hollandais Jean OORT et ses élèves ont pu déterminer la forme en spirale de notre Galaxie en observant une raie émise par les atomes d'hydrogène qu'elle contient. Cette raie est émise par l'atome d'hydrogène lors d'une transition quantique tout à fait exceptionnelle correspondant à un renversement de l'orientation relative des moments magnétiques de l'électron et du proton dans cet atome et un atome d'hydrogène n'émet cette raie qu'une fois en moyenne tous les onze millions d'années. Or cette raie ayant une longueur d'onde voisine de 21 cm appartient au domaine des hyperfréquences.

Ainsi dans toutes les investigations des physiciens à toutes les échelles de grandeur depuis la Physique nucléaire et atomique jusqu'à l'Astrophysique, les hyperfréquences interviennent maintenant très souvent et jouent un rôle très important. Mais comme, pour utiliser ou observer les hyperfréquences, il faut savoir les émettre et les détecter, la technique des « tubes hyperfréquences » prend dans la science contemporaine une place capitale et c'est là l'une des raisons qui font l'importance du Congrès dont nous inaugurons ce matin les travaux.

Allocution de M. R. RIGAL :

Monsieur le Président,
Monsieur le Secrétaire Perpétuel,
Mesdames,
Messieurs,

Dans le langage des Radioélectriciens le domaine des hyperfréquences est celui des fréquences radioélectriques les plus élevées, les plus récemment obtenues et utilisées par la technique ; dans ce domaine les éléments des installations, circuits ou tubes, changent de forme et font appel, souvent, à des principes nouveaux.

C'est ainsi qu'apparaissent les guides d'onde, circuits spéciaux de transmission et les résonateurs de volume ; ainsi les aériens prennent les formes les plus variées, allant du miroir réflecteur à la fente rayonnante, en passant par l'antenne diélectrique et les différents types de lentilles électromagnétiques.

Des tubes nouveaux ont, de leur côté, des caractéristiques assez originales et des performances assez remarquables pour légitimer un congrès comme celui-ci.

Et si l'on voulait marquer d'un repère unique et relativement précis le début de la gamme des hyperfréquences le mieux serait peut-être de dire qu'elle commence, la fréquence augmentant, au moment où le trajet des électrons, à l'intérieur des tubes, cesse d'être négligeable par rapport à la période.

Nous voyons se dessiner ainsi les deux voies dans lesquelles ont pu s'engager les chercheurs. En suivant la première ils ont réduit le temps de trajet des électrons, étendant ainsi l'emploi des tubes conventionnels vers des fréquences plus élevées ; en prenant la seconde ils ont inventé des tubes nouveaux pour lesquels ce temps de trajet, au lieu d'être perturbateur, est systématiquement utilisé.

Il est juste cependant de rappeler que c'est en alimentant dans les conditions particulières une triode classique que fut obtenu, en 1919, le premier tube pour hyperfréquences, la triode à grille positive, à oscillations spatiales. Ce tube qui ne fournissait que quelques centaines de milliwatts et qui manquait de stabilité n'est plus aujourd'hui pratiquement utilisé, et, dans l'espèce de palmarès que constitue la liste des communications qui vont être présentées dans ce congrès, il n'a plus droit à la moindre citation.

Laissant se déplacer le projecteur de l'actualité il faut dire ici que le tube à grille positive a été très utilisé dans le domaine des Télécommunications, au moins avant 1939. C'est lui qui équipa la première liaison hertzienne sur microondes établie en 1934 entre l'Angleterre et la France et qui, à peu près à la même époque, fit partie des appareillages de détection électromagnétique sur 16 centimètres de longueur d'onde, montés à bord du paquebot Normandie.

C'est aussi le tube à grille positive qui le premier, en 1937, permit d'obtenir des ondes millimétriques ; c'est à son propos que fut, pour la première fois, réalisée l'incorporation, dans les volumes résonnants, des électrodes des tubes associés, suivant une technique vulgarisée par les tubes modernes.

La production d'hyperfréquences à partir de la triode à grille positive fut, en quelque sorte, fortuite. Par contre la maîtrise obtenue dans l'utilisation de la triode à grille négative incita les chercheurs à en étendre volontairement le champ d'application vers des fréquences toujours plus élevées. Mais des limitations sont rencontrées qui résultent de l'influence, croissante avec la fréquence, des inductances des connexions et des capacités entre électrodes, de l'augmentation des pertes, de l'influence du temps de transit.

Pour supprimer les défauts correspondants ou pour en retarder l'apparition on a incorporé les électrodes dans les cavités associées, soit de façon permanente, soit, au moins pour les tubes de petite puissance, au moment de l'emploi, par l'intermédiaire de disques scellés ; on a, d'autre part, réduit les distances entre électrodes jusqu'à leur donner, au prix d'acrobaties technologiques, des valeurs qui se mesurent en millièmes de millimètre.

La limite d'utilisation des tubes conventionnels s'est ainsi progressivement rapprochée de la fréquence de 10.000 mégacycles par seconde, mais, quand la fréquence augmente au delà d'une certaine limite la puissance disponible baisse rapidement. Si à 1.000 mégacycles on dispose, grâce à des tubes à structure multiple, des kilowatts pouvant alimenter par exemple un émetteur de Télévision, à 4.000 mégacycles on doit se contenter de quelques watts, suffisants, il est vrai, pour établir une liaison hertzienne à vue directe ; à 8.000 mégacycles on n'a plus que quelques dixièmes de watt.

Parmi les tubes spéciaux utilisés pour produire des hyperfréquences, c'est sans doute le magnétron qui, comme élément de base des dispositifs émetteurs de détection électromagnétique a bénéficié de la plus large publicité ; son anode à cavités multiples a été reproduite dans toutes sortes de publications ; les valeurs de son rendement et les puissances instantanées qu'il peut fournir en régime d'impulsions constituaient, il y a peu d'années, des performances remarquables.

Mais d'autres tubes, dans lesquels la séparation des fonctions est mieux assurée, donnent aujourd'hui des résultats meilleurs.

Tant il est vrai que devant les réalisations techniques il faut se hâter de s'étonner si l'on ne veut perdre toute occasion de le faire.

Et nous devons maintenant parler du tube à modulation de vitesse.

Sous sa forme à cavité unique et sous le nom de klystron réflexe il constitue, pour le moment, le générateur de petite puissance le plus employé au laboratoire et dans les télécommunications, qu'il y joue le rôle d'oscillateur à fréquence ajustable ou celui d'oscillateur modulé en fréquence.

Muni de plusieurs cavités résonnantes réparties sur son espace de glissement, le klystron-amplificateur permet avec des rendements élevés d'obtenir des puissances considérables, tant en régime d'impulsions qu'en régime continu.

Fournissant des dizaines de mégawatts de crête à 3.000 mégacycles par seconde, susceptible d'être piloté par un oscillateur stable et de permettre ainsi l'emploi de l'effet Doppler, il se présente, en détection électromagnétique, comme un rival menaçant du magnétron.

Capable d'autre part de délivrer, en régime continu, avec des gains élevés, des puissances s'exprimant en kilowatts, il permet d'envisager, par la diffusion de microondes, l'établissement de liaisons portant à plusieurs centaines de kilomètres, très au delà de l'horizon ; au voisinage du récepteur est ainsi produite une espèce d'aurore radioélectrique, peu susceptible, pour son compte, d'inspirer les poètes, puisqu'aussi bien elle n'est suivie d'aucun lever de soleil.

Une caractéristique commune au magnétron et au klystron est que les électrons y assurent l'entretien d'une vibration électromagnétique stationnaire, localisée dans des volumes résonnants. Il en résulte que les tubes correspondants sont sélectifs et que leurs bandes passantes sont relativement étroites.

Les tubes dans lesquels c'est, au contraire, une onde progressive qui reçoit l'énergie électronique ont comme caractéristique essentielle, précieuse pour les Télécommunications, de donner, avec des gains élevés, des bandes passantes larges, dépassant l'octave.

Dans l'équipement des stations échelonnées sur les liaisons hertziennes à vue directe, les aériens d'émission sont couramment alimentés par des tubes, dits à onde progressive, dans lesquels l'onde amplifiée et les électrons se déplacent dans le même sens.

Des tubes dans lesquels l'énergie se propage en sens contraire des électrons, tubes à onde regressive ou carcinotrons, offrent depuis peu de nouvelles possibilités, résultant, en particulier, de la facilité avec laquelle on peut modifier électroniquement leur fréquence de fonctionnement.

Finalement, l'utilisateur qui, sans cesse, voit les performances des tubes anciens s'améliorer, et d'autres tubes apparaître, formule de nouveaux désirs dont il sait bien qu'ils seront satisfaits.

Il veut ainsi rendre plus efficaces ses installations de détection électromagnétique en disposant de tubes plus puissants et de longueurs d'onde plus courtes, en faisant éventuellement des émissions cohérentes, en protégeant ses récepteurs par une amplification haute fréquence.

Il veut sur ses liaisons hertziennes utiliser des tubes à facteur de mérite élevé, et réaliser, grâce au tube à faible bruit, l'amplification directe dans les stations relais.

Il désire, de façon générale, des tubes plus stables, plus robustes, à longue durée de vie, de réglage facile et n'entraînant pas de gênantes sujétions... mais il ne désire pas que le prix en soit élevé.

S'il est techniquement exigeant cet utilisateur est sans doute aussi curieux, ne serait-ce que parce qu'il est lui-même radioélectricien. On peut donc penser qu'amené devant une assemblée comportant de très éminents spécialistes, et sachant bien qu'un bon moyen de s'instruire est souvent d'avouer son ignorance, il en profiterait sans doute pour poser quelques questions, et par exemple celles-ci :

Quel sera demain le tube émetteur de détection électromagnétique et qui l'emportera dans cette course où l'on voit engagés le magnétron, le klystron, le tube à onde progressive de puissance ?

Les Ingénieurs qui établiront désormais des liaisons hertziennes parleront-ils ellipsoïde de Fresnel ou efficacité de diffusion ?

Le tube à onde progressive est-il le seul tube à faible bruit que le technicien qui surveille l'horizon du haut de sa tour hertzienne voit apparaître sur la route qui poudroie ?

Quelles sont les possibilités exactes des tubes à onde régressive ? Chasseront-ils de nos installations le modeste klystron réflexe, hôte pourtant devenu familier ?

Quelles formes et quelles caractéristiques nouvelles l'emploi systématique de la céramique donnera-t-il aux tubes hyperfréquences ?

Demande-t-on ici de prévoir l'avenir ?

Même pas, car, dans les domaines techniques, l'avenir prévisible est déjà le présent des inventeurs et des chercheurs.

C'est de ce présent que ce congrès nous donnera, nous l'espérons, une image obligatoirement instantanée.

Nous ne savons pas aujourd'hui ce que sera cette image ; mais nous savons que grâce aux efforts du comité d'organisation présidé par M. WARNECKE, et grâce au concours des nombreux spécialistes étrangers et français, elle sera parfaitement au point, donc fidèle.

Allocution de M. J. DEBIESSE :

Mesdames, Messieurs,

J'ai l'honneur de vous souhaiter la bienvenue au nom de la Société des Ingénieurs et Techniciens du Vide, Société qui a organisé ce congrès avec la Société des Radioélectriciens. J'en profite pour remercier les éminentes personnalités scientifiques, étrangères et françaises qui, répondant à notre appel, ont bien voulu, soit patronner ce congrès, soit lui apporter les derniers résultats inédits de leurs travaux.

C'est en tant que « lampistes », spécialistes des tubes générateurs des hyperfréquences que les ingénieurs du vide s'intéressent à ce domaine des ondes électromagnétiques. Nos ingénieurs savent, en effet, dans des vides poussés, créer, focaliser, dilater, courber, diriger, accélérer, multiplier, ralentir, les pinceaux d'électrons.

Dans ces conditions, techniques du vide et modelage du plasma électronique sont étroitement solidaires, en particulier quand il faut engendrer des hyperfréquences.

Nous allons, au cours de ce congrès consacré aux tubes hyperfréquences, étudier la production et les propriétés d'un domaine limité de l'immense spectre des ondes électromagnétiques.

Ce domaine qui marque la transition entre les ondes hertziennes et les ondes optiques a quitté le laboratoire pour les applications pratiques depuis une vingtaine d'années seulement. Il s'étale en fréquence depuis quelques milliers de mégahertz jusqu'à quelques centaines de milliers de mégahertz, c'est-à-dire de 10^9 à 10^{11} cycles par seconde, et couvre les longueurs d'ondes centimétriques et millimétriques.

Là les techniques de l'optique et de l'électromagnétisme sont étroitemant associées, aussi bien dans la production que dans la mesure, la transmission, la réception des ondes.

Les hyperfréquences ont acquis droit de cité en donnant de nouvelles possibilités de télécommunications soit par les faisceaux hertziens, soit par des radars. C'est à ces utilisations pratiques que nous devons la science de mettre en œuvre de grandes énergies en hyperfréquences, la faculté de libérer au cours des impulsions des puissances instantanées de plusieurs dizaines de mégawatts.

Mais d'autres possibilités techniques et scientifiques s'ouvrent aux hyperfréquences aux confins des sciences nucléaires.

Certes les nucléons, sensiblement 2.000 fois plus lourds que les électrons véloces ne réagissent pas directement aux hyperfréquences. Leurs sauts quantiques, lors des échanges d'énergies dans le noyau, mettent en œuvre des photons γ dont les fréquences sont des milliards de fois plus grandes que celles des hyperfréquences.

On a cependant besoin des hyperfréquences pour certaines recherches nucléaires.

La C.S.F. construit actuellement pour le Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay un accélérateur linéaire d'électrons qui présentera les caractéristiques suivantes.

Dans certaines conditions l'accélérateur donnera 500 impulsions par seconde de chacune 2 μs. de durée. Pendant ces impulsions un courant de crête d'électrons de 85 mA, attaquant la cible sous 28 Mv donnera une puissance de crête de 2,4 mégawatts et une puissance moyenne de 2,4 kilowatts. L'énergie sera cédée aux électrons par des oscillations électromagnétiques de 3.000 mégahertz. Champ électromagnétique et électrons parcourront en syncronisme les cavités successives couplées à un guide d'ondes de plus de 6,30 mètres de long.

Cet accélérateur permettra de créer sur une cible d'uranium placée dans le faisceau, des flux pulsés de neutrons de 10^{16} par seconde, pendant les impulsions. Grâce à ce flux de neutrons il sera possible de faire de la spectrométrie de temps de vol avec une grande précision.

Par ailleurs, les électrons accélérés pourront servir de projectiles pour créer des photons permettant d'étudier les édifices nucléaires à moyenne énergie (largeur de niveaux, section efficace d'absorption, polarisation du faisceau de freinage, etc...).

Dans d'autres centres nucléaires, des accélérateurs linéaires analogues au précédent sont en construction. Dans tous ces appareils l'énergie est cédée aux particules chargées, par des champs électromagnétiques hyperfréquences qui se propagent à la vitesse même des particules à accélérer.

Un autre domaine proche des sciences nucléaires utilise les hyperfréquences, c'est celui de la résonance magnétique.

Depuis quelques années, en effet, on se préoccupe de l'orientation magnétique des orbites intra et extra nucléaires décrites par les particules en mouvement de rotation dans les atomes.

La résonance magnétique, branche de la spectroscopie hertzienne, étudie les interactions entre le vecteur magnétique du champ électromagnétique et les moments magnétiques élémentaires contenus au sein de la matière.

Ces moments sont ou d'origine nucléaire (proportionnels au spin du noyau) ou d'origine électronique (corps paramagnétique par exemple).

Les valeurs des grandeurs physiques sont telles que pour un champ magnétique directeur de quelques milliers de gauss la résonance nucléaire correspond à des fréquences de quelques mégahertz (ondes métriques) tandis que la résonance électronique correspond à des fréquences de quelques milliers de mégahertz (ondes centimétriques).

La résonance paramagnétique électronique, domaine des hyperfréquences, est riche d'enseignements divers.

Elle permet l'étude et la connaissance :

— des structures cristallines ;

— des orbites électroniques ;

— des moments quadripolaires ;

— des temps de relaxation spin/spin et spin/réseau.

Elle précise certains modes d'action des rayonnements ionisants sur la matière solide et sur la matière vivante.

Les mesures sont délicates. Il y a intérêt à travailler à fréquence élevée ν_0 et à température très basse puisque les différences

de peuplement de 2 niveaux énergétiques sont proportionnels à $\frac{h\nu_0}{kT}$, mais les résultats sont du plus grand intérêt.

Au Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay, par exemple, Jean COMBRISSON étudie en ce moment le comportement du phosphore et de l'arsenic dans le silicium. Outre les dosages de pureté, il serait sans doute possible, en utilisant les spins retournés, un certain temps, de construire ainsi des amplificateurs pour hyperfréquences qui fonctionneraient sans tube électronique.

Mais je ne voudrais pas déflorer les sujets qui seront traités au cours du congrès... Je voulais simplement souligner les voies nouvelles ouvertes aux hyperfréquences, en particulier sur les confins des sciences nucléaires.

En terminant, je forme le vœu que ce congrès soit brillant et profitable et que, par suite, tous les participants conservent un bon souvenir de la réunion de Paris de 1956.

Allocution de M. LONGCHAMBON :

Mon Cher Maître,

Mesdames et Messieurs,

Le Gouvernement Français que j'ai l'honneur de représenter ici aujourd'hui est heureux de saluer les éminents techniciens venus de tous les points du monde à Paris, pour se réunir, en ce premier Congrès International ayant pour objet l'étude des tubes à hyperfréquence.

Il est heureux de les accueillir et de leur souhaiter la bienvenue, ainsi que de féliciter les Organisateurs du Congrès.

Mesdames et Messieurs, il n'est pas rare que des scientifiques se réunissent en Congrès Internationaux pour se préoccuper de questions qui leur sont communes. Mais ce Congrès des Tubes Hyperfréquences présente un intérêt très spécial. Pour nous français — on l'a dit tout à l'heure — le problème de l'utilisation des radiations électro-magnétiques, notamment celles de très courte longueur d'ondes, a toujours été très passionnant et il n'est pas nécessaire de remonter très loin dans le passé pour que je retrouve personnellement des souvenirs de travaux communs avec des techniciens ici présents.

L'intérêt de ce Congrès est aussi dans le fait que de telles recherches scientifiques et techniques sont à la portée de toutes les Nations. Si, dans certains domaines, comme le développement des applications de l'énergie atomique ou le développement de l'aviation à grande puissance, il est nécessaire de posséder une puissance économique, une puissance d'outillage industriel, qui réservent à quelques Nations le soin d'être à la tête du progrès, au contraire dans les applications de la radioélectricité c'est la science pure, c'est l'ingéniosité, c'est la recherche par les Savants qui sont l'élément primordial. Aussi voit-on que toutes les nations ont pu s'y adonner avec bonheur et qu'aucune d'elles ne peut prétendre être maîtresse de ces techniques dans le monde, que chacune d'elles peut à bon droit prétendre y avoir apporté sa contribution et c'est ce qui marque, à mes yeux, tout spécialement votre Congrès, rassemblant des techniciens de tous les Pays et les rassemblant pour travailler au progrès de techniques dont la répercussion sociale est d'une grande importance.

En 20 ans la technique des télécommunications s'est développée, s'est diffusée avec une rapidité étonnante.

Les intercommunications si faciles qui en résultent entre les hommes en quelques points du globe qu'ils se trouvent, sont un des facteurs primordiaux de la révolution mondiale que nous vivons, de l'agitation des esprits, et c'est par suite une nécessité d'utiliser ces moyens que la science met ainsi à la disposition de l'humanité pour, à la fois, accélérer le mouvement et se défendre, défendre l'humanité contre les inconvénients d'une mutation trop brusque. Il nous faut, prenant les outils que vous avez préparés, ceux que vous préparerez demain, les utiliser pour une éducation, pour une information de plus en plus répandue, de plus en plus objective, suivant la loi et l'esprit de la science, de façon à ce que demain, tous les hommes quels qu'ils soient puissent se parler, puissent se rencontrer, puissent se réunir avec les mêmes sentiments d'amitié, d'estime et de respect, que ceux qui vous animent aujourd'hui dans ce Congrès.

Conférence de M. R. WARNECKE. — En raison de son caractère technique la conférence de M. R. WARNECKE sur « les principaux résultats acquis dans le domaine des tubes électroniques pour hyperfréquences » paraîtra dans un des numéros de l'Onde Electrique consacrés aux textes des communications exposées dans les séances de travail.

ACTIVITÉ DE LA SOCIÉTÉ

Activité des Sections

Deuxième Section « Matériel Radioélectrique ». — Réunion du lundi 25 juin.

A l'ordre du jour de cette réunion figurait une communication de MM. MAUGARD, DELYON et LESCROEL, Ingénieurs à la Société L.T.T. sur « *Utilisation des circuits Ferrites ferro-magnétiques doux en pots et en L dans le matériel radioélectrique professionnel* ».

Cette communication comportait les deux parties suivantes :

1re partie : Caractéristiques générales des matériaux.

2e partie : Coefficient de qualité des matériaux et Coefficient de surtension résultant, pour les inductances utilisées dans le domaine des télécommunications.

Cinquième et Septième Sections « Hyperfréquences » et « Documentation ».

Ces deux sections avaient organisé en commun le mardi 12 juin 1956 une réunion au cours de laquelle MM. G. PIRCHER et J. SALOMON firent un exposé technique et bibliographique sur « *Les Antennes pour Micro-Ondes* ».

Après un tour d'horizon général des domaines divers d'utilisation, un rappel des caractéristiques principales des antennes a été donné.

— Une classification par emploi et par structure permet de passer en revue les principaux types connus ainsi que la bibliographie qui s'y rapporte.

— Les problèmes actuels de conception et de réalisation sont enfin indiqués.

Huitième Section « Electronique Appliquée ».

Cette section avait organisé le 12 juin 1956 une réunion en commun avec l'A.I.E. (« Association des Ingénieurs Electroniciens »).

Au cours de cette séance M. M. CONSTANT fit un exposé sur « *Le sens physique du facteur de commutation dans les tubes à gaz* ».

Groupe de Marseille

Journées d'études des 26 et 27 mai 1956.

Le bureau du groupe de Marseille avait convoqué tous les sociétaires du groupe à une réunion d'Etudes de deux jours :

Samedi 26 mai. — Exposés et discussions.

Dimanche 27 mai. — Visite de l'observatoire de Haute-Provence.

Samedi 26 mai.

La séance est ouverte par M.P. DESTRAY, Président du groupe, en présence d'une trentaine de sociétaires auxquels s'étaient jointes une dizaine de personnes s'intéressant à l'électronique.

La parole est donnée à M. SIDERIADES, Ingénieur E.N.S.T. chargé de recherches au C.N.R.S. à Marseille (CRSIM) qui expose une étude originale de la stabilité des oscillations d'une triode par la méthode topologique.

L'exposé, illustré de projections, est suivi d'une discussion à laquelle prennent part MM. VOGEL et BOMELAER,

Monsieur IZARD, Ingénieur, représentant la C.S.F. et la S.F.R., fait un exposé sur les diodes au germanium, sur les photodiodes et sur les transistors. Il montre de nombreux échantillons qui sont examinés par les assistants. Enfin, il décrit un interféromètre.

Le Président lit alors la lettre du Secrétaire général relative à la collaboration qui pourrait être apportée par le groupe à la Section spéciale que préside M. BEURTHERET. Il propose un premier examen de l'exposé de M. BEURTHERET que les sociétaires possèdent déjà.

Une discussion animée s'engage alors sous la direction de M. P. DESTRAY, les avis étant assez partagés. Etant donné l'heure tardive, il est décidé de reprendre cet important sujet lors de la prochaine réunion.

Dimanche 27 mai.

Vingt-cinq sociétaires et leur famille ont été reçus à l'observatoire de Haute-Provence par M. DUFAY, Directeur. Sous la conduite de M. LAFFINEUR, vice-président de la Société, ils ont visité successivement toutes les installations de l'Observatoire, M. LAFFINEUR s'attanchant à préciser le rôle de l'électronique dans celles-ci.

Puis les visiteurs sont conduits vers les divers éléments de l'interféromètre où M. LAFFINEUR expose le but et le fonctionnement de chaque partie de l'appareil.

La réunion s'est terminée par un repas à Forcalquier, sous la présidence de M. LAFFINEUR, repas à l'issue duquel M. P. DESTRAY a remercié M. LAFFINEUR au nom des assistants pour l'amabilité avec laquelle il les avait conduits et documentés durant de longues heures.

Nouveaux Membres

MM.	présentés par MM
LARIVIÈRE Marc, élève à la Section des Télécommunications de l'Ecole de l'Air	COUDEYRE. BURON.
LAURENTJOYE Robert, Ingénieur E.C.P., Licencié ès-sciences, Ingénieur Chef de Groupe de Recherches à l'O.N.E.R.A.	ZAKHEIM GOUILLOU.
LAVEDRINE Pierre, Albert, Marie, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	CLOUARD RAUX.
LE DIBERDER Michel, Alain, Licencié ès Sciences, Ingénieur Radioélectricien de Grenoble à la Société « Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques »	HUONG DELUGEAU.
MARRET Claude, Jean, Marie, Ingénieur E.S.E. à la Société d'Electronique et d'Automatisme	RAYMOND NAMIAN.
MERCIER Jean, Licencié ès-Sciences, Ingénieur Radio E.S.E.	PARIS E. GAUSSOT.
NAUDIN Roger, Henri, Officier Mécanicien des Télécommunications de l'Armée de l'Air	RICHTER BENTEJAC.
Mlle PASTEUR Bernadette, élève à l'E.S.E. (division Radioélectricité et Electronique)	Mme HUTER GAUSSOT.
PERRIOT Raymond, Marcel, Ingénieur E.F.R.	BOUCHARD QUINET.
PICHERIT Jacques, Agent Technique à la Compagnie Générale de T.S.F.	PROVOT REVERDIN.
RELIN Claude, Ingénieur E.S.E. à l'O.N.E.R.A.	BATAILLE MATRAS.
RENARD Guy, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	ROBERT G. MARTIN P.
ROQUEJOFRE Roger, élève à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	CAU COMBE D'ALMA
SAUTIEZ Bernard, Maurice, Ingénieur E.S.E. au Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay	DELATTRE CHÉROT.
SCHWAB, Philippe, élève à l'E.S.E. (division Radioélectricité et Electronique)	RIGAL R. GAUSSOT.
SIMOULIN Robert, Louis, René, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	QUINET BOUCHARD.
THOMAS Jean, Marien, Ingénieur Radio E.S.E.	DAVID. P. MATRAS.
VERNEY Henri, Maurice, Professeur aux Ecoles Techniques de la Marine à Brest.	ANDRAUD LÉOSTIC.
WEISHROD Théodore, Ingénieur E.S.E. Licencié ès Sciences	VARRET PORTIER.
WYSER Charles, Victor, Ingénieur Physicien E.P.L.	D'ÄNZER DROZ.
BRETTE Yves, Jean, Ingénieur E.S.E. à la Compagnie des Machines Bull	BESSON P. VARRET.
ANCIENS ETABLISSEMENTS « BARBIER BENARD ET TURENNE »	BESSON P. PORTIER.
CASSASSOLLES Jean, ancien élève de l'Ecole Polytechnique, Ingénieur E.S.E., Directeur de l'Union Technique de l'Electricité	GAMET RAULT.
CASTANIÉ Henry, Ingénieur E.C.P., Licencié ès Sciences, Ingénieur à la Société Sexta (électrotechnique).	ZELBSTEIN BRACHET.
CHAMBAS René, Licencié ès Sciences, Ingénieur E.S.E., Ingénieur en Chef à la Société Schneider	SZÉKELY GOSMAND
CHATTY, Louaï, Officier Technicien Télécommunications	RICHTER BENTEJAC.
COCHE André, Doctorat ès-Sciences Physiques, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Strasbourg	COCHE MILTON.
DAUBE Georges, Licencié ès Sciences, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	PARIS DUCHET
DAVIDENKO Emilien, Ingénieur à la Compagnie Française Thomson-Houston	DANDURAND LOUIS B.
GHEORGHIU Paul, Ancien élève de l'Ecole Spéciale des Transmissions de Bucarest	AISBERG MATRAS
GODART Jean, Luc	SZÉKELY MATRAS.
GUETTE Marcel, Ingénieur stagiaire à la Société S.E.N.T.A.	BOUCHARD BAYLE
JANNET Michel, Contrôleur à la S.E.F.T. (Section d'Etudes et Fabrication des Télécommunications).	CARMINATI. VIENNET.
LABORATOIRES R. DERVEAUX	R. RIGAL MATRAS.
LA TECHNIQUE ELECTRONIQUE	RIGAL R. MATRAS.
LEDERMAN Jacques, Agent Technique	CHOQUER. TOCQUEC.

MM.	présentés par MM.
LESTRADE Jean, Claude, élève à l'E.S.E. (division Radioélectricité et Electronique)	GAUSSOT PARIS.
LEUSSE Hubert DE, élève à l'Ecole de Radioélectricité et d'Electronique de la Chambre de Commerce de Marseille	GIRAUD. TROMPETTE.
MIGNÉE Albert, Jean, Agent Technique aux Laboratoires Derveaux	MARTIN. LIXON.
RIBET-DESJARDINS	BEURTHERET RIGAL R.
SERRANO Georges, Agent Technique à la Section d'Etudes et Fabrication des Télécommunications	CARMINATI VIENNET.
SIDERIADES, Ingénieur E.N.S.T. au Centre des Recherches Scientifiques de Marseille	DESTRAY GIRAUD.
STEINBERG Norbert, Licencié ès Sciences, élève à l'E.S.E. (division Radioélectricité et Electronique)	PARIS. DUCHET.
THERODE René, Agent Technique à la Section d'Etudes et Fabrication des Télécommunication	CARMINATI. VIENNET.
AUBRY Roger, François, Ingénieur A.M., élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	GAUSSOT. PARIS.
BEUREL Jean, Service des Etudes à la Cie IBM France	SUISSE. MESTRE.
BRIARD René, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	DUCHET. PARIS.
CAMPOURCY Regis, Henri, Denis, agent technique	BERTRAND. DRUESNES.
COULAREAU Edouard, Ingénieur E. N. S. E. H. de Toulouse	DUPIN. MATRAS.
Mlle COULOMBEL Monique, Odette, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique	BEURTHERET. QUINET.
COUTUROU Jacques, Daniel, Pierre, officier de l'Armée de l'Air	RICHTER. BENTEJAC.
CROUTZET Dominique, Henri, Albert, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique	BEURTHERET. QUINET.
DALOU Pierre, agent technique Principal à la C.F.T.H.	RICHARD. ZOBERMAN.
DEFRANCE Jacques, Marie, Léon, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique	BEURTHERET. QUINET.
DEL FABBRO Alfred, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	GAUSSOT. PARIS.
DOMALAIN Michel, Louis, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique	BEURTHERET. QUINET.
DUBEDAT Paul, élève des Télécommunications de l'Armée de l'Air	RICHTER. PAIN.
FROIDEFOND Roland, sous-Ingénieur au Contrôle d'entrée du matériel essais à la T.R.T.	CARMINATI. VIENNET.
GEORGEOT Dominique, Jean-Pierre, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique	BEURTHERET. QUINET.
GRIMALDI Pierre, Charles, Jean, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	GAUSSOT. PARIS.
HEGELBACHER Daniel, Roger, Licencié ès Sciences, Ingénieur Radio E.S.E. au Laboratoire d'Electronique et de Physique appliquées	Mme HUTER. GAUSSOT.
HERBET René, Edmond, Ingénieur E.E.M.I. à la S.F.R.	P. ABADIE. MOKRANI.
HOFFMANN Jean-Claude, Licencié ès Sciences, Ingénieur E.N.S.E.H. de Toulouse	DUPIN. MATRAS.
HUNSINGER Marcel, Henri, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique	BEURTHERET. QUINET.
LAMBERT Paul, Jacques, Max, Licencié ès Sciences à la Cie des Freins et Signaux Westinghouse	SADOUN. DEROUET.
LEDOUX Jean-Louis, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	ROBERT. RAUX.
LEFEBVRE Bernard, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique	BEURTHERET. QUINET.
LEGAUT Berthand, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique	BEURTHERET. QUINET.
LOZANO Liberto, élève à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée	ROBERT. RAUX.
MAIRE Pierre, Albert, Lucien, Licencié ès Sciences élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	GAUSSOT. PARIS.
MARGERAND Patrick, Jules, François, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique	BEURTHERET. QUINET.
MARTIN Julien, Louis, agent Technique Radio	SAVORNIN. CACHON.
MICHEL Jean-Pol, Ingénieur E.R.B., Licencié ès Sciences à la Société Alsacienne de Constructions Mécaniques	DAVID. DE GIACOMO.
MOUQUET Guy, Ingénieur E.E.M.I.	J. MERCIER. J. MATRAS.
PELTIER Jean-Paul, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique	BEURTHERET. QUINET.

OFFRES D'EMPLOI

O.84.— « Compagnie I B M France recherche :
— Ingénieurs ;
— Agents Techniques 3e catégorie Electroniciens pour développement Laboratoires de recherches. Ecrire avec curriculum vitae, 20, avenue Général Michel-Bizot, à Paris-12e ».

O.85.— « Cie Radio-France, 19, rue Ernest-Cognacq, à Levallois (PER. 79-00) recherche : un A.T.1 de Laboratoire, trois A.T.1 de fabrication pour contrôle qualité produits finis et approvisionnements ».

Imprimerie Marcel Bon, Vesoul. — Dépôt légal : 3e trimestre 1956. — I. n° 25. — 4.900.578 E. n° 20. — La Gérante : Mme Chiron

DOCUMENTATION TECHNIQUE

APPAREIL DE MESURE POUR TRANSISTRONS DE PUISSANCE

La compagnie BAIRD ASSOCIATES annonce un nouvel appareil de mesure pour transistrons de puissance. Cet appareil, dénommé KP1, permet de déterminer tous les paramètres hybrides, y compris $1 + h_{21}$ et I_{co}, aussi bien dans le montage base à la masse que dans le montage émetteur à la masse, pour une gamme de fréquences s'étendant de 100 Hz à 200 kHz ; I_{co} est indiqué par un appareil de mesure incorporé pour les valeurs comprises entre 1 µA et 5 mA ; une borne de sortie est prévue pour la mesure des I_{co} inférieurs à 1 µA.

L'appareil offre la possibilité d'inverser, soit le courant émetteur, soit la tension collecteur, soit les deux simultanément, et

d'observer les caractéristiques inverses en courant continu du transistron. La tension continue collecteur peut être comprise entre 0 et 100 volts et les courants continus collecteur, émetteur ou base entre 0 et 300 mA.

Pour renseignements complémentaires, s'adresser à :

BAIRD ASSOCIATES — Atomic Instrument Company
33, University Road, Cambridge 38, Mass., U.S.A.

UN SYSTÈME DE CINÉMATOGRAPHIE ULTRA-RAPIDE

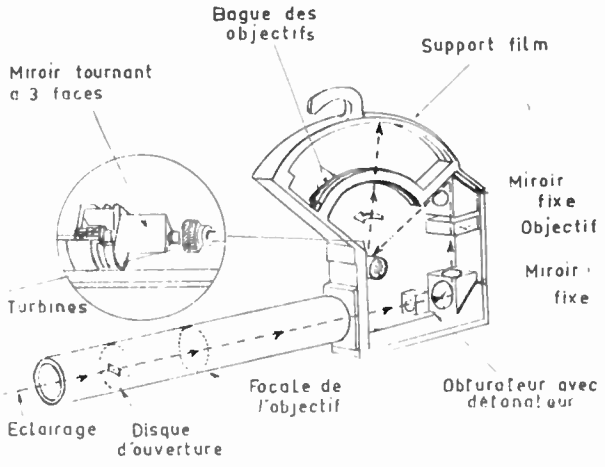
Au Laboratoire Scientifique de Los Alamos de l'Université de Californie a été réalisé un dispositif de cinématographie ultra-rapide permettant une cadence d'images de 15 millions par seconde.

L'appareil enregistre jusqu'à 96 images consécutives.

La cadence maximum est 625 000 fois plus grande que la cadence normale de prise de vue cinématographique.

Cette caméra serait constituée d'un miroir à trois faces, tournant à 23 000 tours-seconde et balayant par son faisceau réfléchi une rangée de lentilles fixes formant les images finales.

Ce miroir tournant est en acier spécial ayant une résistance à la traction supérieure à 240 kg/mm² et évolue dans une atmos-



phère d'hélium sur des paliers lubrifiés sous pression d'huile et est entraîné par une petite turbine à hélium.

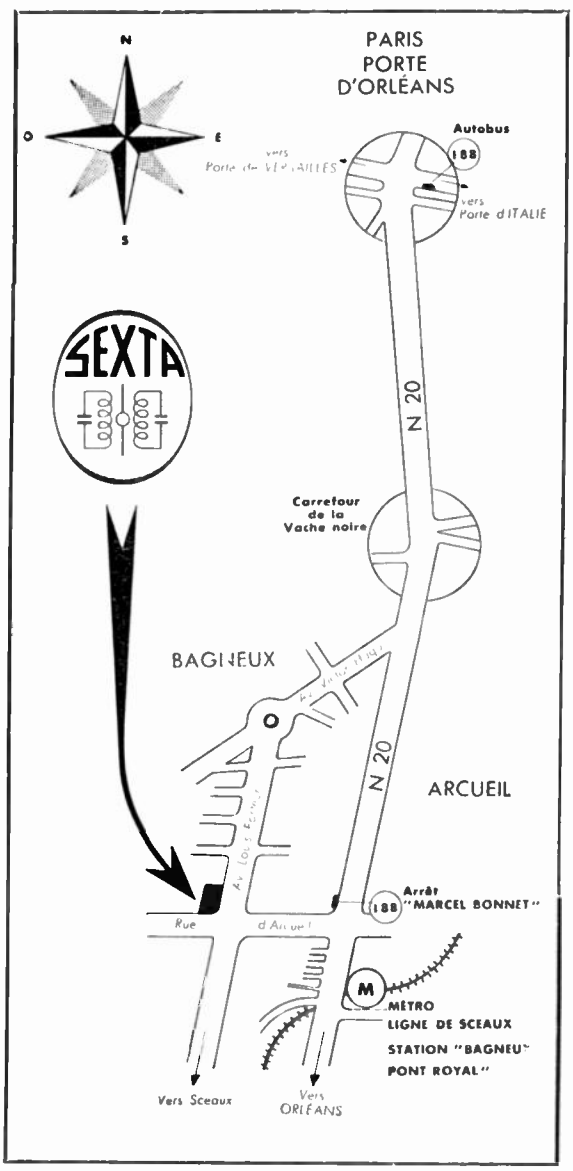
Complété par un dispositif spécial d'obturation semi-mécanique, l'appareil enregistre sur du film ordinaire 35 mm.

(D'après le Bulletin mensuel n° 103, de l'Association Amicale des Anciens Elèves de l'Ecole Nationale de Photographie et de Cinématographie).

Offre de situations

La **SEXTA** recherche :

INGÉNIEURS
et
CHERCHEURS



DYNAMIQUES ET AMBITIEUX

dans les domaines suivants :

ÉLECTRONIQUE — ÉLECTRO-MÉCANIQUE — PHYSIQUE

Mais attention !

★ Nous demandons plus une aptitude et le désir d'étudier des problèmes nouveaux qu'une expérience ancienne dans les domaines techniques classiques.

★ Nous laissons une large initiative dans la conduite des études tout en bénéficiant des conseils d'une Direction technique de haut standing.

★ Vous aurez des contacts professionnels et humains directs avec les cadres techniques des plus grandes entreprises et des grandes Administrations d'Etat.

★ Vous aurez toutes possibilités de vous perfectionner et d'acquérir des connaissances nouvelles.

Car :

- La SEXTA œuvre dans des domaines techniques d'AVANT-GARDE : Mesures et Télémesures électroniques, Commandes et Télécommandes, Asservissements, Automatisme et toutes les applications de la Physique moderne à l'Industrie.
- Les travaux de la SEXTA sont mondialement connus.
- La SEXTA a directement participé, depuis 10 ans, à la plupart des grandes réalisations françaises en Aéronautique, Automobile, Construction navale, Travaux publics, Energie atomique, etc...
- La SEXTA dispose de moyens équilibrés et d'installations agréables et efficientes (Laboratoires, Ateliers, etc...) et possède déjà une équipe d'Ingénieurs de toutes formations.
- La SEXTA est en plein développement.

Alors :

Si vous voulez participer à sa marche en avant et progresser avec elle, et si cette offre vous intéresse,

ECRIVEZ-NOUS et dites-nous :

— qui vous êtes,
— quelle a été votre formation,
— quels sont vos goûts,
— quelles seraient vos ambitions matérielles de départ.

Nous serons heureux de vous lire.

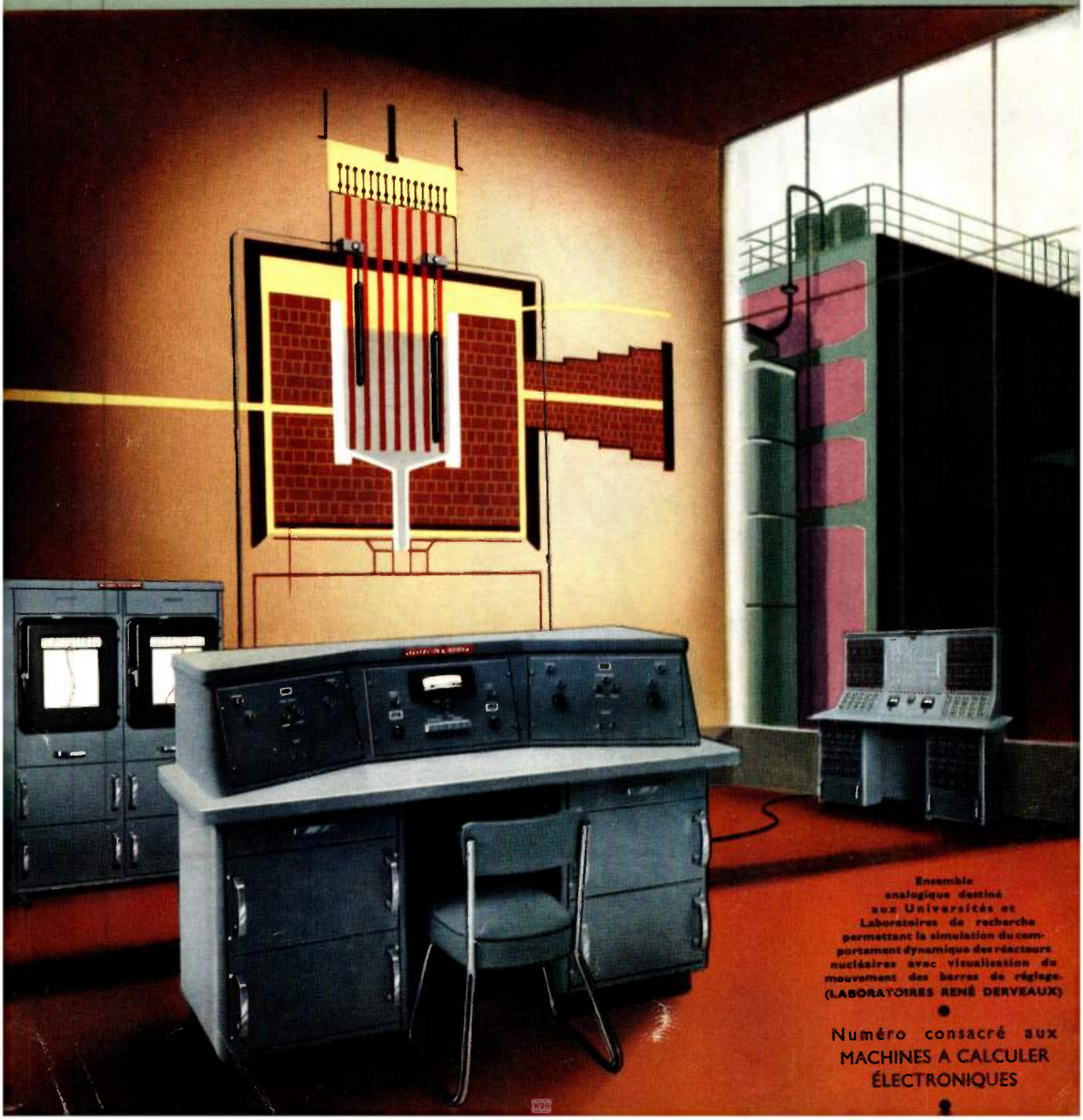
SEXTA S. A. 1, Avenue Louis-Pasteur — BAGNEUX (Seine)

NOV 7 1956
Library
Boulder Laboratories
National Bureau of Standards
Boulder, Colorado

36e ANNÉE - Nos 353-354
AOUT-SEPTEMBRE 1956
PRIX : 300 FRANCS

L'ONDE ÉLECTRIQUE

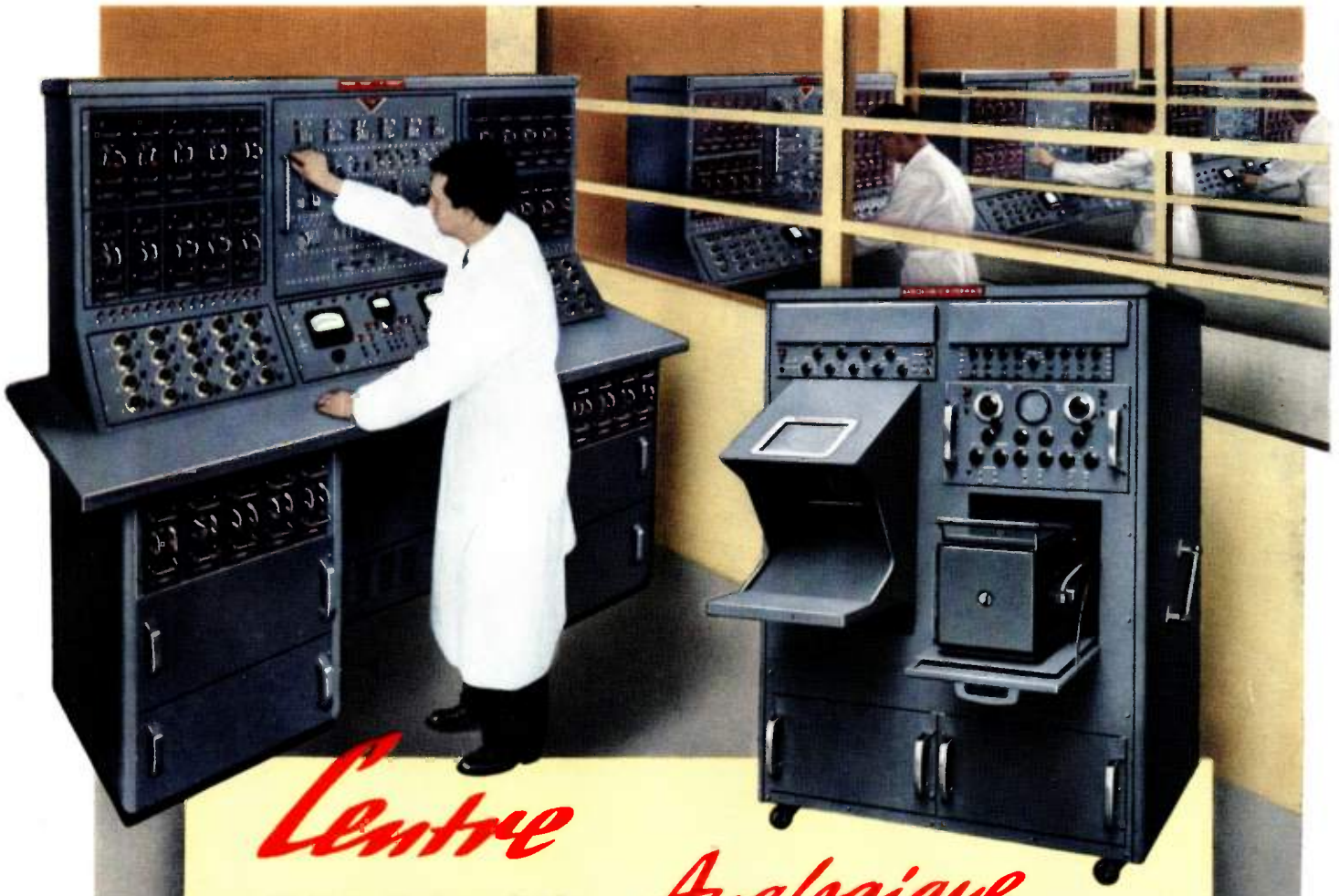
REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6e



Ensemble analogique destiné aux Universités et Laboratoires de recherche permettant la simulation du comportement dynamique des réacteurs nucléaires avec visualisation du mouvement des barres de réglage. (LABORATOIRES RENÉ DERVEAUX)

Numéro consacré aux
MACHINES A CALCULER
ÉLECTRONIQUES

Ag. PUBLEDITEC-DOMENACH



Centre DE CALCUL Analogique

R. DERVEAUX

Le **Centre de Calcul Analogique** des **Laboratoires R. Derveaux,** équipé de calculateurs "Djinn" et d'un appareillage complet d'éléments non linéaires, multiplieurs et générateurs de fonctions, se charge de la résolution et de la discussion des problèmes physiques et mathématiques représentés par des systèmes d'équations différentielles linéaires et non linéaires, par des équations intégrales et intégro-différentielles.

Parmi les problèmes de simulation traités récemment au Centre de Calcul, on peut citer :

- Etude du pilotage automatique d'engins spéciaux avec introduction d'éléments réels dans la chaîne.
- Etude de stabilités longitudinale et transversale d'avions, recherche de lois de pilotage sur trajectoires.
- Propagation d'ondes sur lignes électriques.
- Simulation de réacteur nucléaire, tenant compte des effets température et Xénon.

Problèmes mathématiques :

- Détermination des valeurs caractéristiques des matrices.
- Résolution d'équations différentielles du type Mathieu-Hill.
- Résolution d'équation intégrale de première et seconde espèce de Fredholm et Volterra.

Enfin le Centre de Calcul est maintenant en mesure de traiter des problèmes de répartition de flux, satisfaisant à des équations bidimensionnelles de Laplace et de Poisson, par une combinaison de la méthode des réseaux électriques et des calculateurs "Djinn".

DERVEAUX

LABORATOIRES R. DERVEAUX

6, Rue Jules-Simon • Boulogne sur-Seine • Tél. : Molitor 37-00

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Électrique : R. Domenach, 161, Bd St-Germain, Paris 6e — Tél. LIT 79-53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

Vol. XXXVI **AOUT-SEPTEMBRE 1956** **N° 353-354**

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6e. — C.C.P. Paris 53-35

Abonnements 1 an : France : **3.000 F** ; Etranger : **3.300 F** — Prix de ce N° : **300 F**

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, PARIS-6e. Tél. LIT. 79-53

SOMMAIRE

		Pages
Réalisations françaises en matière de calculateurs	L. Bouthillon	691
Philosophie des calculateurs automatiques	L. Bouthillon	693
Sur les principes des calculatrices numériques universelles	F.-H. Raymond	709
Calculateur électronique GAMMA à tambour magnétique		719
L'ordinateur électronique I. B. M. type 650 : Machine de gestion scientifique	J.G. Maisonrouge et J. Montigny	727
Méthode de résolution autocommandée sur calculateur électronique arithmétique	L. Gaudfernau	732
Principe de fonctionnement et réalisation d'un additeur binaire parallèle	M. Bataille	742
Réflexions d'un exploitant de calculatrices numériques universelles	J. Carteron	750
Le problème de la localisation des valeurs caractéristiques des matrices dans le plan complexe et les critères de stabilité de fonctionnement des machines mathématiques analogiques	M. Parodi	753
La méthode d'analogie rhéoélectrique : ses possibilités, ses tendances	M. Malavard	762
Note sur un nouveau procédé de calcul par courants haute fréquence	H.-J. Uffler	770
Le calculateur analogique « Djinn »	J. Girerd et A. Riotte	780
Le « microréseau », études qu'il permet d'entreprendre, perfectionnements récents	R. Robert	787
Vie de la Société		791
Documentation technique		690
Bibliographie		690
Vie de la Société		791

Sur notre couverture :

Ensemble analogique, destiné aux Universités et Laboratoires de recherche, permettant la simulation du comportement dynamique des réacteurs nucléaires avec visualisation du mouvement des barres de réglage

Laboratoires R. Derveaux, 6, rue Jules-Simon, Boulogne-sur-Seine.
Tél. : MOLitor 37-00

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Electrique *n'engagent que leurs auteurs.*

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine). — Tél. ALÉSIA 04-16 — C.C.P Paris 697-38

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général Ferrié, Membre de l'Institut.

† H. Abraham, Professeur à la Sorbonne.

† A. Blondel, Membre de l'Institut.

P. Brenot, Directeur à la Cie Générale de T.S.F.

J. Cornu, Chef de Bataillon du Génie e. r.

† A. Pérot, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

† J. Paraf, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. Mesny (1947) — † H. Abraham (1947)

Le Prince Louis de Broglie, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, Prix Nobel de Physique.

MEMBRES D'HONNEUR

Sir Edward Appleton, Principal and Vice-Chancellor of Edinburgh University.

MM. Eugène Darmois, Membre de l'Institut.

Gaston Dupouy, Membre de l'Institut, Directeur du C.N.R.S.

MM. Frédéric Joliot-Curie, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Physique.

Louis Leprince Ringuet, Membre de l'Institut.

Françis Perrin, Membre de l'Institut, Haut-Commissaire à l'Energie Atomique.

ANCIENS PRESIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

		MM.
1922		M. de Broglie, Membre de l'Institut.
1923	†	H. Bousquet, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924	†	R. de Valbreuze, Ingénieur.
1925	†	J.-B. Pomey, Inspecteur Général des P.T.T.
1926		E. Brylinski, Ingénieur.
1927	†	Ch. Lallemand, Membre de l'Institut.
1928		Ch. Maurain, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929	†	L. Lumière, Membre de l'Institut.
1930		Ed. Belin, Ingénieur.
1931		C. Gutton, Membre de l'Institut.
1932		P. Caillaux, Conseiller d'Etat.
1933	†	L. Bréguet, Ingénieur.
1934		Ed. Picault, Directeur du Service de la T.S.F.
1935	†	R. Mesny, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936	†	R. Jouaust, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937	†	F. Bedeau, Agrégé de l'Université, Docteur ès Sciences.
1938		P. Franck, Ingénieur général de l'Air.
1939	†	J. Bethenod, Membre de l'Institut.
1940	†	H. Abraham, Professeur à la Sorbonne.
1945		L. Bouthillon, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946		R. P. P. Lejay, Membre de l'Institut.
1947		R. Bureau, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.
1948		Le Prince Louis de Broglie, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949		M. Ponte, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950		P. Besson, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951		Général Leschi, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion-Télévision Française.
1952		J. de Mare, Ingénieur Conseil.
1953		P. David, Ingénieur en chef à la Marine.
1954		G. Rabuteau, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».
1955		H. Parodi, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1956)

M. R. Rigal, Ingénieur Général des Télécommunications.

Président désigné pour 1957

M. R. Aubert, Directeur Général technique de la C.S.F. et S.F.R.

Vice-Présidents :

MM. A. Angot, Ingénieur militaire général, Directeur de la Section d'Etudes et de Fabrications des Télécommunications.

C. Beurtheret, Ingénieur en Chef à la C.F.T.H.

M. Laffineur, Directeur à l'Institut d'Astrophysique de Paris.

Secrétaire Général :

M. J. Matras, Ingénieur Général des Télécommunications.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. A. Flambard, Ingénieur Militaire en Chef.

L. J. Libois, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier :

M. R. Cabessa, Ingénieur à la Société L.M.T.

Secrétaires :

MM. J. M. Moulon, Ingénieur des Télécommunications.

P. Deman, Ingénieur des Télécommunications.

B. Gaussot, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.

Comité de Rédaction de l'ONDE ÉLECTRIQUE

Président : M. P. Abadie, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Rédacteur en Chef : M. L. J. Libois, Ingénieur des Télécommunications.

SECTIONS D'ÉTUDES ET GROUPES RÉGIONAUX

SECTIONS D'ÉTUDES

Nº	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Général ANGOT.	M. TOUTAN.
2	Matériel radioélectr.	M. LIZON	M. GAMET.
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MERCIER.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. WARNECKE.	M. CHARLES.
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	M. CAHEN.	Mme ANGEL.
8	Electronique appliq.	M. RAYMOND.	M. LARGUIER.
9	Electronique Nucléaire.	M. SURDIN.	M. LABEYRIE.
10	Formation du Personnel Technique.	M. BEURTHERET	M. GILABERT.

Les demandes pour participation aux travaux des Sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. CACHON, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E. N. S. E. M.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. DESTRAY, Directeur de l'École de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C. N. R. S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

CONSEIL DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

MM. J. ICOLE, Ingénieur en chef des Télécommunications, Chef du Département Faisceaux-Hertziens, Direction des Lignes Souterraines à Grande Distance.
J. LOCHARD, Lieutenant Colonel, Chef des Services Techniques du Groupe de Contrôle Radioélectrique.
N'GUYEN THIEN CHI, Chef de Département à la Cie Gle de T.S.F., Ingénieur-Conseil Cie Industrielle des Métaux électroniques.
† G. POTIER, Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique »
P. RIVÈRE, Chef du Service « Multiplex » de la Sté Française Radioélectrique.
M. SOLLIMA, Directeur du Groupe Electronique de la Cie Française Thomson-Houston.
H. TESTEMALE, Ingénieur des Télécommunications.
A. VIOLET, Chef de Groupe à la Sté « Le Matériel Téléphonique »
L'Ingénieur J. BLOEMSMA, Ingénieur Radio E.S.E.
A. CHARLES, Général du C.R., Conseiller technique à la Société Kodak-Pathé.
A. DIDIER, Professeur au C. N. A. M.
MM. G. GOUDET, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
M.D. INDJOUDJIAN, Ingénieur des Télécommunications, chargé du Département Télécommande du C.N.E.T.
P. MANDEL, Ingénieur en Chef à la Société Nouvelle de l'outillage R B V et de La Radio-Industrie.
A. PAGES, Ingénieur à la Compagnie Générale de T.S.F.
H. TANTER, Ingénieur au L.C.T.
P. ANDRIEUX, Ingénieur des Télécommunications.
Mario BOELLA, Professeur au Politecnico de Turin.
R. CHARLET, Ingénieur des Télécommunications.
F. GALLET, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.
M. JEAN, Directeur du « Groupe Electronique » de la C.F.T.H.
NOZIÈRES, Directeur des « Tubes Electroniques » à la Sté La Radiotechnique.
P. M. PRACHE, Directeur des Recherches à la Sté L.T.T.
J. WEILL, Ingénieur-Docteur au C.E.A.

EXTRAITS DES STATUTS

. . . . . .

La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Etre agréé par le Bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui aura pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives une cotisation de 15 000 francs pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation de 5 000 francs seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation annuelle fixée comme suit :

Particuliers.... 1 600 F.

Sociétés ou Collectivités

10 000... } au gré de la
25 000... } Société ou
ou 50 000... } Collectivité

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle moyennant le versement d'une somme égale à dix fois cette cotisation.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études en France, pourront bénéficier, sur leur demande, d'une cotisation ramenée à 800 F. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

DOCUMENTATION TECHNIQUE

LA CALCULATRICE ÉLECTRONIQUE B.E.S.M.

La Calculatrice Electronique B.E.S.M. a été mise au point en URSS par l'Institut de Mécanique de précision et de Technique du calcul, organisme de l'Académie des Sciences de l'URSS.

Cette machine, en service depuis plus de deux ans, effectue de 6 000 à 8 000 opérations par seconde. Comparée aux outils de calcul classiques, elle a déjà apporté économie et gain de temps dans la résolution de nombreux problèmes mathématiques, parmi lesquels :

— participation à l'établissement du calendrier astronomique international par la détermination des orbites de planètes soumises à l'influence de Jupiter et de Saturne.

— établissement de cartes d'après les relevés de terrain, ce travail nécessitant la résolution de systèmes d'équations algébriques comportant un grand nombre d'inconnues ;

— détermination de la forme des contours des canaux.

Cette machine a également été utilisée pour résoudre des problèmes logiques très divers. Elle a par exemple servi à réaliser une traductrice automatique, qui permet la traduction de textes scientifiques d'Anglais en Russe, et qui traduit plus rapidement que trois traducteurs spécialisés travaillant simultanément ; cette étude, commencée en Janvier 1955 et terminée à la fin de la même année, a donné lieu à publication tant sur le plan philologique que sur les questions de programmation et de codage.

D'après le *Bulletin Technique de l'Association France-URSS*, Section Electronique, Juin 1956.

BIBLIOGRAPHIE

LES TUBES A VIDE DANS LA TECHNIQUE DES IMPULSIONS

Bibliothèque technique Philips

1 vol., 188 pages, 147 fig.

par P.A. NEETESON

Dans la technique des impulsions, le tube à vide est généralement utilisé comme commutateur, c'est-à-dire qu'il comporte deux états de fonctionnement bien définis : l'un où le tube est bloqué et ne débite pas de courant anodique, l'autre où il est conducteur et débite un courant anodique habituellement de forte intensité.

Dans cet ouvrage, l'auteur étudie précisément les phénomènes de passage d'un état à l'autre. Après les premiers chapitres consacrés à la mise en action des commutateurs dans les circuits et à quelques principes de « calcul opérationnel » utilisés dans la suite de l'ouvrage, il expose des méthodes de calcul de la tension de grille dans le cas d'un saut brusque de tension positive qui commute le tube de l'état de blocage à l'état de conduction, et ensuite dans le cas d'un saut brusque de tension négative qui commute le tube de l'état de conduction à l'état de blocage. Ces calculs dont la complexité s'explique par la multiplicité des paramètres, montrent clairement l'influence des phénomènes mis en jeu. Les mêmes méthodes sont ensuite appliquées au calcul des tensions et des courants anodiques des tubes triodes et pentodes dont les grilles de commande sont soumises aux mêmes variations brusques de tensions positives et négatives.

Le chapitre suivant est consacré à une étude très détaillée du montage multivibrateur bistable en régime dynamique ou période de transition qui est divisée en trois phases :

— la phase I qui commence à l'instant auquel l'impulsion de déclenchement se présente, en supposant que le tube I qui était précédemment conducteur se bloque immédiatement tandis que le tube II demeure bloqué durant toute cette phase,

— la phase II qui commence à l'instant auquel le tube II devient conducteur. Cette phase se poursuit jusqu'à l'instant t auquel la grille du tube II commence à débiter un certain courant,

— la phase III qui commence à l'instant t et qui se poursuit jusqu'à ce que les phénomènes transitoires soient évanouis.

Cette étude permet notamment de montrer l'influence des caractéristiques des tubes sur la sensibilité du multivibrateur. Enfin l'étude des montages multivibrateurs monostables et astables est faite de la même façon.

Une vérification expérimentale de la théorie effectuée dans chaque cas à l'aide d'exemples numériques, montre que ces méthodes de calcul, malheureusement complexes permettent d'analyser le fonctionnement avec une très bonne précision.

A.P.

RÉALISATIONS FRANÇAISES EN MATIÈRE DE CALCULATEURS

PAR

Léon BOUTHILLON

Ancien Président de la Société des Radioélectriciens

Si la France a apporté, bien avant qu'il fût question de grand calculateur arithmétique, les deux éléments fondamentaux dont il est la colossale combinaison, machine à additionner de PASCAL et métier à programme de JACQUARD, si c'est chez elle qu'est née l'idée des machines à numération binaire (VALTAT, COUFFIGNAL), elle n'est venue qu'assez tard à la construction des grandes machines. Celles-ci sont sorties, aux Etats-Unis, de l'effort de guerre, au moment où celle-ci exigea l'automatisation de l'industrie et la solution rapide de gros problèmes de calcul. La France occupée n'avait, hélas, ni les mêmes besoins, ni les mêmes tâches. Ensuite il manquait les pièces détachées robustes, établies pour le travail en tout ou rien demandé par les calculateurs ; il manquait l'expérience et les moyens issus de la nécessité de la construction en très grande série. Cependant les réalisations américaines ne tardèrent pas à attirer l'attention. Le 28 juin 1948, les premiers grands calculateurs arithmétiques furent présentés au public français dans une communication à la Société française des Electriciens.

Rapidement, profitant des études faites notamment aux Etats-Unis et en Angleterre, utilisant les meilleurs et les plus récents types de matériel, l'industrie française rattrapa ce retard. Elle offre maintenant aux laboratoires et aux services comptables des industries et des administrations, qui les apprécient, plusieurs types de calculateurs automatiques universels qui n'ont certes, pas encore, la complexité, la capacité et la rapidité des plus grandes machines américaines, mais qui ne leur cèdent en rien pour la robustesse, la sécurité, et que les chercheurs d'élite qu'a tentés cette passionnante aventure ont munis de caractéristiques originales.

P.H. RAYMOND, expose, dans un article « Sur les principes des calculatrices numériques universelles », les idées de l'animateur, à la fois théoricien et constructeur de machines sous l'impulsion duquel la SOCIÉTÉ D'ELECTRONIQUE et D'AUTOMATISME a, en peu de temps, mis au point des séries de calculateurs universels.

La COMPAGNIE BULL, à laquelle ses activités dans le domaine des machines comptables à cartes perforées avait donné l'expérience des calculs automatiques, a réussi depuis plusieurs années à construire un ensemble de machines particulièrement intéressantes qui, incorporant les plus récents progrès de la technique à mesure qu'ils s'affirment, s'enrichit progressivement de types nouveaux plus perfectionnés et adaptés à de nouvelles utilisations. Ces fameuses machines « gamma », déjà vendues par centaines, ont fait le tour de l'Europe. On les trouve en France et à l'étranger, dans de nombreux laboratoires ou services administratifs.

Enfin un calculateur arithmétique I.B.M. (International Business Machines) est présenté par J.G. MAISONROUGE & J. MONTIGNY. On notera que la Compagnie française I.B.M. ne se borne pas à offrir à la clientèle les machines sorties des usines américaines. Les chercheurs et ingénieurs français ont apporté au matériel des perfectionnements intéressants.

L'ONERA et ses laboratoires de recherches aéronautiques ont naturellement à résoudre d'importants problèmes de calcul. Deux de ses ingénieurs donnent des résultats de leurs recherches : L. GAUDFERNEAU expose une méthode de résolution autocommandée ; M. BATAILLE décrit un additeur binaire parallèle.

Un article de J. CARTERON donne, d'autre part, quelques réflexions d'un exploitant de calculatrices numériques.

Les calculateurs arithmétiques, en principe, sont des combinaisons plus ou moins complexes d'un

petit nombre de types de pièces constitutives. Les calculateurs analogiques, universels ou spéciaux, sont organisés sur un tout autre principe, étant des ensembles physiques représentatifs de ceux qu'il s'agit d'étudier, mais fonctionnant cependant suivant leurs lois propres. Ils sont aussi variés que les problèmes à résoudre et les analogies utilisées.

On en trouvera ci-dessous quelques exemples, les domaines physiques en jeu étant, par exemple, ceux de la haute fréquence dans l'article de H.J. UFFLER, l'électronique dans celui de J. GIRERD & A. RIOTTE sur la machine DERVEAUX, l'électrostatique dans l'article où L. MALAVARD donne les importants résultats des travaux poursuivis sous son impulsion. Le domaine des simulateurs a fourni l'exposé de E. ROBERT sur le « micro-réseau » et les services qu'il a pu rendre dans l'étude des réseaux d'ELECTRICITÉ DE FRANCE. On se souvient que l'ONDE ELECTRIQUE a déjà publié des études sur les calculateurs analogiques de la SOCIÉTÉ D'ELECTRONIQUE et D'AUTOMATISME. Tout cet ensemble représente, à peu près complètement, les réalisations françaises en matière de calcul analogique.

Enfin M. PARODI étudie par une méthode mathématique intéressante l'important problème de la stabilité.

Quelques-uns des exposés ci-dessus ont été présentés aux « Journées internationales de calcul analogique ». (Bruxelles, 1955). Ils sont publiés ici avec l'autorisation des organisateurs de ces réunions, auxquels l'ONDE ELECTRIQUE adresse ses remerciements.

A la fois pour servir d'introduction notamment à l'usage de ceux des lecteurs qui désireraient un rappel des caractéristiques générales des calculateurs avant d'aborder les exposés techniques suivants, et pour compléter ceux-ci par une vue d'ensemble des applications diverses d'ordre autre que mathématique, et des problèmes divers d'ordre scientifique, social, économique, philosophique qu'ont suscités l'apparition et l'utilisation des calculateurs, un article de synthèse suit la présente introduction.

PHILOSOPHIE
DES CALCULATEURS AUTOMATIQUES

PAR

Léon BOUTHILLON

Ancien Président de la Société des Radioélectriciens

A Blaise PASCAL

Inventeur de machines et philosophe de l'esprit

1. Introduction.

Le titre ambitieux donné à cet article s'est imposé d'abord par sa commodité et la variété des sujets qu'il permettait de traiter dans la même étude.

Qualifiée de « naturelle », au sens de la « natural philosophy » des auteurs anglais du 19e siècle, la philosophie embrasse, pour en étudier les lois, tout le domaine des sciences expérimentales. Scientifique, elle donne les méthodes de parvenir à la connaissance des lois, avec un chapitre important pour les mathématiques ; sociale et économique, elle envisage l'évolution des sociétés humaines et ses répercussions sur les classes qui les composent ; logique, avec ses deux méthodes, raisonnement et intuition, elle est la science de l'entendement, elle juge du vrai et du faux ; morale, elle a pour objet le bien ; psychologique, elle décrit les faits de l'âme avec leur variété et leurs rapports.

Dans tous ces domaines, l'apparition des grands calculateurs et le développement de l'automatisme dont ils sont l'âme ont des résonances qui se feront entendre ci-dessous dans un exposé, d'allure synthétique, que nous avons voulu accessible aux lecteurs non spécialistes, à titre d'introduction aux études techniques ou scientifiques qui font suite. Après un rappel des définitions et des caractéristiques essentielles des calculateurs automatiques, nous insisterons de préférence sur certains aspects de leur étude qu'on ne retrouvera pas dans les autres articles : leurs rapports avec les sciences mathématiques, les répercussions économiques et sociales de l'automatique industrielle, les applications autres que le calcul, et en particulier l'imitation des phénomènes vitaux et des gestes d'animaux qui a ravivé la vieille querelle matière-esprit.

De toutes ces questions, il est bon que les techniciens soient avertis, accusés qu'ils sont, tels de nouveaux Narcisses, de se complaire exclusivement dans la béate contemplation de leurs automates et les jouissances matérielles de l'ère technique, aux dépens de valeurs d'ordre supérieur.

2. Les précurseurs.

21. On ne saurait trouver de meilleure introduction à l'étude des travaux français en matière de calculateurs électroniques que le rappel des deux noms, tous deux français, qui sont à l'origine des plus spectaculaires réalisations dans le domaine des calculateurs arithmétiques universels.

PASCAL, pour échapper au travail fastidieux des calculs que lui demandait son père, « Commissaire de Sa Majesté en Haute-Normandie pour l'impôt et levée des tailles et sur le fait de la subsistance et étapes des troupes et autres affaires » se fait inventeur, construit et offre au Chancelier SEGUIER en 1645 la première machine arithmétique (*).

(*) Renseignements extraits d'un article de CHEVALIER (1-1945). La sœur de PASCAL, Gilberte PASCAL (Mme PERIER) dans sa « Vie de Blaise PASCAL », raconte autrement la découverte de la machine arithmétique.

JACQUARD, au début du 19e siècle, invente la commande automatique des machines au moyen de programmes tracés sur des supports matériels.

22. En 1834 l'anglais BABBAGE, inspiré par un portrait tissé en soie sur un métier JACQUARD commandé par un programme tracé sur cartes perforées, a l'idée d'appliquer le procédé à la construction d'une machine capable de faire n'importe quelle suite d'opérations arithmétiques déterminée à l'avance et de fournir les résultats imprimés. Sa machine comprend, comme les grands calculateurs modernes :

— l'ordonnateur, qui commande la suite des opérations à effectuer, en utilisant des cartes perforées semblables à celles de JACQUARD,

— l'organe arithmétique capable de faire les quatre opérations fondamentales,

— les organes de liaison avec l'extérieur, pour l'inscription des données dans la machine et l'impression des résultats.

C'était le prototype du grand calculateur automatique arithmétique moderne. Il ne fut réalisé qu'en partie.

En 1876, W. THOMSON démontre la possibilité de résoudre les équations différentielles et les équations aux dérivées partielles au moyen d'intégrateurs mécaniques reliés par des combinaisons d'engrenages correspondant aux relations figurant dans ces équations. L. TORRES, en 1893, réussit à établir une machine, composée de systèmes à liaisons géométriques, résolvant certaines équations différentielles, en même temps qu'il donne, suivant le témoignage d'APPELL, « une solution théorique, générale et complète, du problème de la construction des relations algébriques et transcendantes par des machines ». Ainsi se trouve introduite une machine composée de dispositifs mécaniques effectuant les opérations de calcul, et combinés de façon que l'ensemble représente l'équation à résoudre, de telle sorte qu'à partir des données initiales, il suffit de le laisser fonctionner suivant les lois physiques auxquelles il obéit et, à la fin, d'enregistrer la solution cherchée. C'est, sous sa forme la plus complète, la machine « analogique » moderne.

3. Présentation des calculateurs automatiques. Calculateurs physiques et calculateurs arithmétiques.

31. *Calculateurs physiques.*

Il est nécessaire, pour embrasser l'ensemble des problèmes variés et importants qui seront abordés dans cet article, de rappeler d'abord les principes des deux types de grands calculateurs modernes.

Les Anglais et les Américains ont baptisé du nom d'analogiques la classe de machines ou appareils dans lesquels le fonctionnement des systèmes physiques est étudié à l'aide d'autres systèmes physiques, par exemple mécaniques ou électriques, obéissant aux mêmes lois, avec d'autres variables et des conditions initiales ou aux limites appropriées, choisis de telle sorte que les résultats soient rapidement obtenus et observables par les organes des sens ou des appareils de mesure.

De nombreuses variantes sont possibles :

— soit que le dispositif d'étude dérive du premier par simple similitude : c'est le cas par exemple des modèles réduits d'ouvrages d'art, ou de réseaux électriques, ou de navires, ou d'avions ;

— soit que le passage de l'un à l'autre dispositif se fasse par transposition. C'est le cas des études par cuves électrolytiques, ou celui dans lequel des dispositifs mécaniques sont remplacés par des montages électriques. Il n'y a pas véritablement calcul, mais simple observation de phénomènes analogues aux phénomènes à étudier, dont le comportement obéit aux mêmes équations mathématiques ;

— soit, et ici on peut dire qu'il y a vraiment calcul, que, les équations du phénomène à étudier étant connues, les calculs soient faits au moyen d'opérateurs physiques, par exemple mécaniques ou électriques, c'est-à-dire de dispositifs qui, obéissant aux lois physiques qui les régissent, transforment les grandeurs appliquées à l'entrée pour les rendre à leur sortie après avoir réalisé sur elles telle ou telle opération de calcul. Suivant le dispositif à étudier, ces opérateurs sont reliés entre eux de façon à réaliser une combinaison satisfaisant à la même équation que le dispositif à étudier. Il suffit alors de laisser fonctionner l'ensemble ainsi réalisé, en partant de données initiales ou en imposant des conditions aux limites appropriées, pour qu'on puisse déduire du résultat obtenu celui que donnerait le dispositif à étudier. Les dispositifs de cette espèce qui permettent de résoudre les équations différentielles ou intégrales sont appelés analyseurs différentiels ;

— soit enfin que, le dispositif étant composé à la fois d'éléments représentables par des équations et d'autres éléments dont on ne connaît pas d'équivalent mathématique, ceux-ci soient incorporés dans la machine en même temps que des combinaisons d'opérateurs physiques satisfaisant aux mêmes relations que les premiers, et c'est l'ensemble ainsi obtenu qui, par son fonctionnement, permet le calcul de celui du dispositif à étudier. De tels groupements sont dits des simulateurs.

Dans tous les cas, c'est l'évolution de systèmes physiques (en considérant, comme il est naturel, la mécanique comme un domaine de la physique) qui donne les informations désirées, soit que cette évolution soit équivalente à une opération de calcul, soit qu'elle soit une évolution d'ensemble, transposition de celle du dispositif inconnu. La notion de simple analogie se trouve ainsi singulièrement dépassée et le qualificatif de « physique » caractériserait à mon sens, ces divers types de machines plus exactement que celui d' « analogique ».

Les définitions données ci-dessus suffisent à mettre en évidence les caractéristiques communes de ces calculateurs.

Ils sont des machines à fonctionnement continu, donnant des résultats sous forme continue.

Dans la limite où les systèmes physiques qui les constituent exécutent les opérations mathématiques qu'ils sont censés faire, et où les combinaisons de ces opérations sont représentées par les équations qu'il s'agit de résoudre, ils sont des machines intelligentes, se substituant complètement au mathématicien pour la solution des problèmes. Mais une cause d'imprécision réside dans les approximations avec lesquelles cette correspondance entre opérateurs physiques et opérateurs de calcul, ou entre les lois de leur combinaison et les équations est réalisée. Une autre est la limite de précision des observations, qu'elles soient faites par les sens ou par des instruments de mesure, ou données par des courbes elles-mêmes tracées approximativement. Il n'est pas facile, en pratique, d'obtenir la précision du millième.

Les calculateurs physiques ont la souplesse des phénomènes physiques.

Ils sont moins sensibles aux dérangements que les calculateurs numériques, en ce sens que l'usure d'une pièce ne se traduit pas nécessairement par une panne totale, mais par une diminution de la précision, qui peut être plus tolérable.

Les calculateurs physiques ont été, d'abord, nous l'avons dit ci-dessus (W. Thomson, L. Torres) des opérateurs mécaniques. Ils sont le plus souvent actuellement du type électronique ; cette évolution tient à ce que l'électronique d'une part, supprimant les organes mécaniques, rend les calculs plus rapides et d'autre part, facilite l'amplification. En particulier les tâtonnements qui sont à la base des méthodes d'itération deviennent plus rapides. La contreréaction et les servomécanismes, que l'électronique n'a pas inventés (l'analyseur différentiel mécanique de Bush – 1945 – en contenait un grand nombre), mais qu'elle a rendus plus facilement utilisables, deviennent un élément essentiel des instruments de calcul et de simulation.

32. *Calculateurs arithmétiques automatiques.*

321. Du moment que le problème a été posé sur la machine, les calculateurs physiques le résolvent en fonctionnant suivant leurs lois propres, sans intervention du mathématicien. Les grandes machines arithmétiques travaillent sur un tout autre principe. Elles sont destinées à exécuter des suites d'opérations arithmétiques (additions, soustractions, multiplications, divisions) dans l'ordre spécifié par un programme d'instructions établi à l'avance par un mathématicien.

322. Cette définition de la machine conduit à une organisation d'ensemble qui doit obligatoirement comporter un organe de commande, un organe de calcul, un magasin, des dispositifs d'entrée et de sortie, enfin une horloge fournissant l'énergie nécessaire et déterminant la cadence du fonctionnement.

L'organe de commande, pour lequel nous avons proposé en 1950 le nom d' « *ordonnateur* », comprend le programme et les dispositifs chargés de son exécution ; ceux-ci sont, dans les machines modernes, des interrupteurs électroniques qui, commandés par des impulsions, permettent ou non le passage d'autres impulsions entre leur entrée et leur sortie.

L'*organe de calcul* fait les opérations fondamentales de l'arithmétique (addition, soustraction, multiplication, division). Les grandes machines contiennent souvent des dispositifs spécialisés pour les quatre opérations. Mais toutes ces opérations peuvent être ramenées à des combinaisons d'additions, de sorte que l'organe de calcul peut, en principe, être réduit à un additeur, les autres opérations étant ramenées à des suites d'additions commandées par l'ordonnateur. L'addition de deux nombres n'exige d'ailleurs rien d'autre que des interrupteurs électroniques (et parfois des organes à retard).

Le *magasin*, dans lequel sont mis en réserve le programme, les données (celles-ci venant de l'extérieur ou étant des résultats provisoires destinés à être utilisés dans la suite), et enfin les résultats définitifs, destinés à être transmis à l'extérieur. Les nombres proprement dits sur lesquels se font les opérations arithmétiques ou qui en sont le résultat (nous leur réservons ci-dessous le nom de « nombres »), s'emmagasinent sur des dispositifs correspondant aux chiffreurs des machines de bureau. Les instructions sont, souvent, codées en chiffres, de sorte qu'elles se présentent également sous la forme de chiffres et sont également emmagasinées sur des chiffreurs. (Bien qu'elles se présentent elles aussi sous forme numérique, nous éviterons de les appeler des nombres pour éviter des confusions). Les chiffreurs sont constitués de basculateurs, c'est-à-dire de dispositifs à deux états stables, dont l'un est déterminé par l'arrivée d'une impulsion et l'autre par une absence d'impulsions.

Les *dispositifs d'entrée et de sortie*, avec bandes perforées, rubans magnétiques, dispositifs imprimeurs, etc... assurent l'entrée des données et du programme et la transmission des résultats à l'extérieur.

Enfin l'*horloge*, organe central d'alimentation en énergie et de régulation du travail, fournit l'énergie, ordinairement sous la forme d'une suite d'impulsions émises périodiquement et déterminant ainsi la cadence du fonctionnement

323. La numération utilisée est souvent la nu ma ration binaire, dans laquelle les deux seuls chiffres sont zéro et un. Ces deux chiffres sont alors naturellement représentés par l'absence et la présence d'une impulsion, ou par les deux états stables d'un basculateur.

D'autres modes de numération sont employés : la numération décimale, ou encore divers systèmes mixtes, dans lesquels chaque chiffre d'un nombre décimal est décomposé en au plus quatre chiffres, une des combinaisons possibles étant sa figuration en notation binaire. Dans tous ces cas de numération, comme dans la binaire, les chiffreurs sont

des combinaisons de basculateurs. Si celle-ci doit être préférée, et elle peut se réclamer de précurseurs français [LUCAS, VALTAT (1936), COUFFIGNAL (1938)], la raison doit être recherchée en ce qu'elle demande théoriquement un nombre moindre de basculateurs. Mais la différence n'est pas tellement grande, en comparaison des systèmes mixtes rappelés ci-dessus, que l'inconvénient d'être obligé de passer de la numération décimale à la binaire à l'entrée et de faire l'opération inverse à la sortie ne puisse, dans certains cas, compenser cet avantage. Et il existe des lampes compteurs à dix positions qui peuvent être utilisées comme éléments de chiffreurs dans les machines à numération décimale, quand les plus grandes vitesses de calcul ne sont pas nécessaires.

Ainsi, quel que soit le genre de numération utilisé, la machine se compose essentiellement de basculateurs et d'interrupteurs électroniques, c'est-à-dire d'organes simples, plus simples que ceux des récepteurs superhétérodynes ou des récepteurs de télévision et travaillant par tout ou rien, c'est-à-dire dans des conditions de sécurité maximum. Il est important qu'il en soit ainsi. Dans l'organe complexe que constitue l'ensemble des éléments, aucune défaillance n'est tolérable, la moindre d'entre elle suffisant à vicier complètement un calcul.

324. Des divers constituants de la machine, le plus important, celui qui la caractérise véritablement et régit son fonctionnement est l'ordonnateur. A ce titre, il mérite quelques développements, que nous allons donner en prenant comme exemple la machine anglaise EDSAC (de Cambridge).

Chaque opération élémentaire est spécifiée par une instruction composée d'une lettre de fonction, qui indique l'opération à exécuter, suivie du numéro du compartiment du magasin contenant le nombre ou l'instruction sur lequel l'opération doit être exécutée. Nous donnons ci-dessous quelques exemples de ces instructions :

A n — Ajouter le nombre contenu dans le chiffreur *n* à celui contenu dans le totalisateur (chiffreur sur lequel s'inscrit le résultat d'une addition).

T n — Transférer dans le chiffreur *n* le nombre contenu dans le totalisateur, et vider le totalisateur.

E n — Si le chiffre contenu dans le totalisateur est positif, exécuter ensuite l'instruction inscrite dans le compartiment *n*. Sinon, exécuter l'instruction suivant immédiatement celle qui vient d'être exécutée.

C n — Instruction de comparaison. — Etant donné le nombre inscrit dans le chiffreur *n* et celui inscrit dans le chiffreur spécial, ajouter 1 dans le totalisateur dans les positions de chiffres où les deux nombres ont un 1 et ajouter 0 dans les autres positions de chiffres.

I n — Lire l'instruction suivante sur le dispositif d'entrée, et l'inscrire sur le chiffreur *n*.

Normalement l'organe de commande prend les instructions dans le magasin dans l'ordre de leurs numéros et dirige leur exécution.

Puisque les instructions sont inscrites dans le magasin sous forme de nombres, une instruction peut commander une opération sur un nombre, mais également sur une autre instruction, c'est-à-dire obtenir un changement d'adresse ou de fonction.

Par exemple, supposons que (tableau 324-1), les nombres de la colonne 1 représentent des numéros de chiffreurs, ceux de la colonne 2 les nombres ou les instructions qui y sont emmagasinés, et ceux des colonnes 3 et 4 les nombres, nombres proprement dits (colonne 4) ou nombres représentant des instructions (colonne 3).

TABLEAU 324-1

Numéros des chiffreurs	Contenu des chiffreurs		
	Instructions	Nombres représentant les instructions	Nombres arithmétiques
1	2	3	4
100	A 201	N_1	—
101	A 500	N_2	—
102	A 201	N_3	—
201	A 25	N_4	—
500	—	—	1

L'instruction n° 100 (contenue dans le chiffreur 100) ordonne d'ajouter le nombre contenu dans le chiffreur 201 au nombre contenu dans le totalisateur. A la fin de cette opération, le nombre N_4 se trouve dans le totalisateur, supposé préalablement vidé. L'instruction n° 101 ordonne ensuite d'ajouter le nombre inscrit dans le chiffreur 500, soit 1, au nombre inscrit dans le totalisateur. A la fin de cette opération, le nombre inscrit dans le totalisateur est donc $N_4 + 1$. L'instruction suivante n° 102 ordonne de transférer dans le chiffreur 201 le nombre $N_4 + 1$. A la fin de cette opération, le nombre $N_4 + 1$ est inscrit dans le chiffreur 201. Mais puisque le nombre N_4 correspondait à l'instruction *A* 25, c'est maintenant l'instruction *A* 26 qui est inscrite dans le chiffreur 201. Ainsi, en exécutant des opérations arithmétiques sur les nombres représentant les instructions, nous avons obtenu un changement d'adresse. On pourrait de même obtenir des changements de fonction par des opérations arithmétiques sur les lettres représentant les instructions.

Dans l'utilisation normale de la machine, tout ce qui n'est pas un nombre représentant une instruction est interprété comme un nombre, destiné à être engagé dans des opérations arithmétiques.

Mais on peut faire représenter par ce nombre tout autre chose, et exécuter toutes les instructions qui ne commandent pas des calculs. On peut aller plus loin, et, chaque fois qu'on peut établir une correspondance entre les opérations de calcul et des opérations d'autre nature, utiliser l'ensemble de la machine pour des problèmes non numériques.

Dans le fonctionnement normal, l'organe de commande exécute les instructions en série : après l'instruction n, l'instruction $n + 1$. L'instruction d'aiguillage E modifie cet ordre. Après comparaison du résultat de l'opération précédente avec un nombre donné, qui peut avoir été calculé auparavant par la machine ou provenir de l'extérieur, il décide si le programme doit être poursuivi dans le même ordre, ou s'il faut le continuer à partir d'un autre numéro d'instruction. On conçoit l'importance de cette possibilité, par exemple pour le calcul par itération.

325. Les indications qui viennent d'être données permettent de déterminer les principales caractéristiques des calculateurs arithmétiques.

A la différence des calculateurs physiques, qui n'exigent en principe de l'usager que de poser le problème sur la machine et de laisser à celle-ci le soin de poursuivre jusqu'au résultat, le calculateur arithmétique ne sait pas résoudre une équation. Il ne sait que suivre pas à pas un programme tracé à l'avance dans le plus grand détail. Il est l'esclave du mathématicien, auquel est réservé tout le travail intelligent, et qui est véritablement l'âme de la machine.

Composés d'un grand nombre de montages appartenant à seulement quelques types simples, constitués eux-mêmes d'éléments techniques bien connus qui fonctionnent par tout ou rien, et par conséquent dans des conditions de grande sécurité, les grands calculateurs arithmétiques peuvent travailler normalement, sans risques exagérés de défaillances. Il faut noter d'ailleurs qu'ils n'ont pas la souplesse des dispositifs analogiques dans lesquels de menus défauts ne se traduisent que par des diminutions dans la précision du calcul, tandis que la défaillance d'un seul élément parmi des milliers provoque, dans les machines arithmétiques, des erreurs totales.

Avec le calculateur arithmétique, chaque nouveau problème exige une longue préparation, exécutée par un personnel de choix. Il est donc particulièrement adapté aux travaux comportant de nombreuses répétitions d'un même calcul sur des données différentes. C'est le cas pour les prévisions météorologiques, les tables de tir, les tables de fonctions.

Il est indiqué, à cause de la vitesse de calcul, pour les calculs simples, portant sur un grand nombre de données : problèmes de recensement, de commande d'usines, etc...

Enfin pour les problèmes complexes, exigeant des travaux mathématiques poussés et se concrétisant en des programmes compliqués, il ne saurait être remplacé par une machine physique.

La précision n'est limitée que par la longueur des nombres sur lesquels se font les calculs. Il faut cependant faire attention aux erreurs introduites en arrondissant les nombres, et dont l'effet sur de longs calculs est encore mal élucidé, mais peut être, dans certains cas, important.

4. Science mathématique et grandes machines arithmétiques.

Les grandes machines arithmétiques sont faites et utilisées avant tout pour résoudre des problèmes mathématiques. Nous ne nous étendrons pas sur ce point de vue qui, explicitement ou non, se retrouvera dans les divers articles de ce recueil. Mais il est intéressant de faire le point sur un aspect important de la question, celui des rapports entre les machines et la science mathématique.

J'ai entendu il y a quelques années un professeur de mathématiques d'une université américaine déplorer que de nombreux étudiants déclarassent inutile l'étude des mathématiques, du fait que c'était désormais l'affaire des machines de résoudre tous les problèmes, beaucoup plus vite et mieux que les meilleurs calculateurs humains.

Les fabricants et usagers des grandes machines sont plus clairvoyants. Renversant du reste l'échelle des valeurs, T. Hunter, directeur-adjoint de l'I.B.M. (International Business Machines Corporation) déplorait récemment devant S. Groussard, enquêteur du Figaro (2) que les grandes machines fussent loin d'être utilisées au maximum et ajoutait :

« Cela parce que l'on n'a pas trouvé jusqu'ici les meilleures méthodes mathématiques. Il faut que la mentalité des mathématiciens et des professeurs d'université évolue beaucoup pour qu'ils se servent convenablement de cet outil. Il s'agit de mettre au point une nouvelle forme de pensée. L'intelligence de l'homme doit rattraper la technique ... »

Ce qui est vrai, c'est que les machines font mieux et plus vite que les hommes le travail, musculaire ou cérébral, d'ordre inférieur ; elles épargnent la peine des hommes. Mais tout le travail créateur reste l'apanage et le monopole du cerveau humain.

Le sujet a été traité magistralement par O. Sauer (3).

Le domaine des machines arithmétiques n'est pas tout le domaine des mathématiques ; il se réduit à celui des problèmes « arithmétisables » c'est-à-dire qui peuvent se résoudre par un nombre fini d'opérations arithmétiques ou d'opérations d'ordonnancement, non seulement les problèmes de calcul numérique, mais de nombreux autres problèmes, que nous retrouverons plus loin.

Dans les calculateurs arithmétiques, le calcul se fait en trois étapes :

1º Arithmétisation du problème : le mathématicien établit une méthode de solution comportant un nombre infini d'opérations de calcul ou d'ordonnancement ;

2º Mise en programme, c'est-à-dire traduction dans la langue du calculateur automatique et introduction dans le magasin ;

3° Exécution du programme par la machine.

La grande vitesse de fonctionnement des grands calculateurs automatiques ne joue que dans la troisième étape et il y a donc intérêt à ce qu'elle prenne le plus d'importance possible vis-à-vis des deux autres.

Loin d'apporter un coup d'arrêt au développement des mathématiques, les calculateurs automatiques ont posé des problèmes nouveaux à la sagacité des mathématiciens.

Tout d'abord il faut pour les machines de nouvelles méthodes de calcul numérique. La machine ne fonctionne pas comme l'homme qui fait des calculs. Pour celui-ci, qui travaille lentement, et pour lequel le magasin se réduit à la feuille de papier sur lequel il inscrit les données et les résultats, provisoires ou définitifs, c'est le calcul qui coûte. A cause des grandes vitesses des calculateurs automatiques, le calcul est bon marché et l'emmagasinement coûteux. Autre différence, la machine utilise souvent la numération binaire, l'homme la numération décimale.

Le programme devra être conçu de façon que le magasin soit aussi peu chargé que possible ; il devra être aussi simple et court que possible, mais il n'y aura pas d'inconvénient à ce qu'il commande beaucoup d'opérations, en procédant par exemple par itération. Il devra, autant que possible, procéder par petites étapes. Des méthodes qui conduiraient, pour le calculateur humain à des pertes de temps inadmissibles peuvent être employées. J'indique les méthodes de « MONTECARLO », dans lesquelles la machine est l'exécutant d'un jeu de hasard, et sur lesquelles on trouve actuellement d'importantes études dans les revues spécialisées.

Les machines posent au mathématicien de nouveaux problèmes. La construction des programmes est devenue une discipline mathématique spéciale. Leur théorie est un nouveau domaine de la logistique mathématique. La propagation des erreurs est le sujet d'études nécessaires et importantes : d'une part, les méthodes de calcul numérique conduisent nécessairement à des erreurs du fait qu'elles sont approximatives : par exemple remplacer une équation différentielle par une équation aux différences conduit à la solution de celle-ci et non de celle-là ; d'autre part, il y a, à la fin des opérations arithmétiques, des erreurs apportées en arrondissant les nombres du fait qu'ils ont une longueur déterminée ; se compensent-elles en moyenne, et dans quelle mesure ? C'est l'important et difficile problème de la stabilité des résultats.

Enfin, les calculateurs ont une grande importance pour l'invention mathématique en ce qu'ils introduisent dans cette science une méthode expégimentale en fournissant au chercheur, en aussi grand nombre qu'on le veut, des solutions particulières de ses problèmes, solutions qui lui donnent des indications dont l'étude met sur la voie de résultats théoriques nouveaux. Des résultats importants ont déjà été obtenus.

5. Automatique industrielle et calculateurs.

50. Les grands calculateurs ont donné une impulsion nouvelle à l'automatique industrielle. Ce n'est donc pas sortir de notre sujet que mettre en relief ici certains aspects de celle-ci.

51. *Les raisons et les conditions de l'automatisation des usines.*

Pour quelles raisons les chefs d'entreprise automatisent-ils leurs usines ? Il en est d'économiques et il en est de sociales.

Parmi les premières, l'une des plus importantes, celle qui est souvent prédominante, est l'économie de main-d'œuvre, souvent considérable, ce qui ne signifie pas forcément chômage comme on le verra.

Une seconde est la régularité des résultats et l'amélioration de la qualité et du rendement par le contrôle des opérations.

D'autres raisons sont :

1° La suppression des travaux pénibles ; des dispositifs de contrôle diminuent les responsabilités de l'opérateur qui n'intervient que pour appeler le service d'entretien ou le technicien compétent et peut par conséquent être formé rapidement.

2° L'augmentation de la sécurité et la suppression des erreurs, accidents, déficiences humaines par la substitution aux ouvriers de dispositifs mécaniques ou électriques soigneusement contrôlés. C'est par exemple le cas des chemins de fer (dispatching, signalisation, manœuvre des aiguillages). L'élimination des erreurs est particulièrement précieuse dans les travaux de comptabilité où aucune inexactitude ne peut être tolérée.

A mesure qu'elle s'applique à des ensembles plus complexes, l'automatisation exige plus de précision dans les contrôles et les commandes. Les dépenses élevées d'investissements (en moyenne cinq fois celles des usines non automatisées) qui s'ensuivent exigent des amortissements importants, qui ne peuvent être assurés que par une production de grande série, importante et régulière.

52. *Automatique spécialisée.*

L'automatique industrielle, avec dispositifs de perception, de commande et de régulation spécialisés, n'est pas une nouveauté pour l'ingénieur, et surtout pour l'électronicien qui en avait étudié et utilisé tous les principes avant qu'elle ne soit à la mode. Les usines en contiennent depuis longtemps un grand nombre, dans toutes sortes d'applications, utilisés pour la mesure, élémentaire ou raffinée, le traitement des matériaux, le transport des pièces ou des matériaux. On en trouve d'importants dans les chemins de fer, les usines d'énergie électrique, les centraux téléphoniques, etc...

On pourrait remonter beaucoup plus loin, jusqu'à l'antiquité.

R.I. BIBBERO (4) rappelle qu'au troisième siècle avant Jésus-Christ, HERO d'Alexandrie inventa un dispositif magique d'ouverture automatique de la porte du temple quand un feu était allumé sur l'autel. La vapeur d'eau produite par une chaudière agissait sur un piston lié à la porte.

Dans les applications envisagées ci-dessus, il s'agit de tâches spécialisées. L'âme de l'automatique, c'est alors le plus souvent le calculateur analogique. On utilisera cette forme restreinte de l'automatisme, dans les usines, à la commande individuelle des machines-outils ; elle se recommande chaque fois que la série à fabriquer n'est pas très grande. On remarquera que le prix des machines analogiques, et de leur travail, augmente rapidement avec la complexité, alors qu'il n'en est pas de même pour les calculateurs arithmétiques.

Enfin, il faut tenir compte de ce qu'avec les dispositifs analogiques l'usure n'entraîne qu'une diminution de la précision ; la moindre défaillance ne se traduit pas par une catastrophe comme avec les dispositifs numériques, c'est la raison de l'utilisation des méthodes analogiques dans les usines chimiques.

Mais, même en automatique spécialisée, il y a des domaines où le calcul numérique s'impose. C'est le cas où une grande précision est nécessaire. C'est également celui où les résultats doivent s'exprimer par des nombres chiffrés : par exemple celui de la comptabilité. La GENERAL ELECTRIC COMPANY, a dépensé un million de dollars pour acquérir la machine UNIVAC, avec laquelle, dans son usine de Louisville, elle fait en quatre heures les calculs nécessaires à la paye de 15 000 ouvriers.

Cependant l'automatique spécialisée dont nous venons de parler a sa place normale dans les usines ou les organisations qui ne peuvent ou ne veulent faire, pour leurs installations, que des dépenses limitées.

53. *L'automatisation totale.*

Du point de vue des principes, l'automatique spécialisée n'apporte pas de révolution. Ce qui est plus important et nouveau c'est l'usine entièrement automatique, dans laquelle toute la marche d'une fabrication est commandée par un ordonnateur fonctionnant comme celui des grandes machines arithmétiques.

Empruntons-en à N. WIENER (5) la description d'ensemble :

« En premier lieu la séquence d'opérations sera commandée par quelque chose de semblable à un calculateur moderne à grande vitesse... J'ai souvent dit que le calculateur à grande vitesse est d'abord une machine logique qui confronte différentes propositions l'une à l'autre et tire les conséquences ...

« Le calculateur représente le centre de l'usine automatique, mais ne sera jamais toute l'usine. D'un côté elle reçoit ses informations détaillées de dispositifs jouant le rôle d'organes des sens, tels que cellules photo-électriques, condensateurs pour la lecture de l'épaisseur d'une feuille de papier, thermomètres, instruments de mesure de la concentration en ions hydrogène, et autres appareils de mesure construits actuellement par l'industrie... Tout ce qui est nécessaire pour permettre l'introduction de l'information dans un calculateur automatique à grande vitesse est un appareil de lecture qui traduira la position ou l'échelle en une série de chiffres consécutifs. De tels appareils existent déjà et peuvent être construits sans grande difficulté de principe ou de technologie. Le problème de l'organe des sens n'est pas nouveau, et est déjà effectivement résolu.

« A côté des organes des sens, le système de commande doit contenir des effecteurs, ou organes qui agissent sur le monde extérieur. Quelques-uns d'entre eux sont d'un type déjà familier... D'autres doivent être inventés pour doubler plus efficacement les fonctions de la main humaine informée par l'œil humain...

« Evidemment nous supposons que les instruments qui agissent comme organes des sens enregistrent non seulement l'état initial du travail, mais aussi le résultat de toute la série d'opérations qui précède. Ainsi la machine peut faire des opérations de réaction, soit celles du type simple déjà si complètement étudiées, ou celles comportant des procédés de discrimination plus évolués, réglées par la commande centrale comme un système logique ou mathématique. En résumé le système d'ensemble correspondra à l'animal complet avec organes des sens, effecteurs et propriocepteurs et non, comme dans les machines à calculer ultrarapides, à un cerveau isolé dépendant d'une intervention extérieure pour son fonctionnement ».

Et le numéro du WIRELESS WORLD (6) auquel nous empruntons cette citation rappelle des anticipations — qui seront prochainement des réalités — de R.H. BOOTH et de SARGROVE.

Le premier envisage une machine qui, d'une documentation fournie sur les produits ou articles à manufacturer, tirerait des instructions sur les durées de fabrication, les prix, les conditions de livraison, les cadences des approvisionnements à faire. Pour cela, le calculateur devrait comprendre des magasins contenant toutes les données de référence nécessaires telles que stocks de matériaux, capacité de fabrication et de montage, prix des opérations séparées. Cependant l'usine complètement automatique ferait davantage. Des dispositifs de surveillance et de contrôle fourniraient les informations de fabrication, qui seraient combinées à l'information concernant le plan de travail pour fournir des données à partir desquelles le calculateur commanderait l'usine automatiquement.

J.A. SARGROVE & P. HUGGINS ont décrit un autre type de calculateur pour la commande des fabrications. Il travaille sur des principes statistiques et fait des corrections au processus de fabrication sur la base des tendances d'erreurs qu'il découvre dans le produit fini. L'appareil contient un dispositif mécanique de mesure pour mettre en évidence les variations dans le produit fini, un traducteur pour les transformer en signaux électriques, un dispositif de sélection qui prend des échantillons du produit à intervalles convenables et élimine l'information non désirée, un « classificateur de déviation » qui quantifie l'information d'erreur en trois catégories : erreur positive, erreur zéro, erreur négative. Un analyseur statistique calcule alors la somme des erreurs, retenant dans un magasin leur sens net, et met en action des « horloges de correction » qui, par leur durée de fonctionnement, commandent le degré de correction à appliquer au processus de fabrication. Un dispositif spécial déconnecte ou paralyse l'analyseur statistique jusqu'à l'arrivée du produit corrigé. Un autre augmente le temps de fonctionnement s'il y a un changement de sens de la correction.

De telles propositions sont encore, en partie, des anticipations. Mais il y a d'imposantes réalités (4) ; FORD a dépensé cinquante millions de dollars pour son usine automatique de DETROIT. La PACKARD, à UTICA, possède une installation comparable ; la HATAU ENGINEERING COMPANY obtient en 3 minutes 20 secondes ce qu'elle fabriquait en 56 heures, au prix de 0,90 $ au lieu de 1 200 $.

54. *Le point de vue économique et social.*

Jusqu'où peut aller l'automation de l'industrie ? Louis SALLERON (7), professeur d'économie politique à l'Institut catholique de Paris, rapporte que les Américains estiment qu'elle est susceptible de toucher 8 % de la production.

D'autre part, le développement de l'automatique industrielle est une nécessité. Ecoutons un économiste américain, C. BOYLE :

« Nous avons aujourd'hui soixante trois millions de travailleurs. Si nous voulons que notre économie progresse comme elle fait depuis quinze ans, il faudra que nous en ayons quatre-vingt quatre millions en 1975 et cent quatre millions si nous faisons la journée de 32 heures. Or nous ne pouvons pas les avoir. L'automatique nous est donc nécessaire pour maintenir le rythme de notre économie ».

En France, au moins pendant quelques années encore, le nombre des travailleurs n'augmentera pas ; il diminuera plutôt du fait de l'accroissement du nombre des vieillards et de l'allongement probable de la scolarité. Seul le développement des applications de l'automatique industrielle permettra de maintenir l'économie en expansion. L'expérience en cours fait apparaître son développement comme une évolution plutôt que comme une révolution. Il s'est fait sans heurts dans l'industrie automobile, et au témoignage de Louis SALLERON, les experts américains ont déclaré que l'automatisation était plus poussée aux usines RENAULT qu'aux Etats-Unis.

Il faut du reste remarquer que l'essor de l'automatique est ralenti par les problèmes financiers qu'il pose. Au Commissariat de la Productivité, on estime que si, dans une usine non automatisée, les investissements nouveaux sont de 3 millions de francs par ouvrier, ils sont de 15 millions dans une usine automatisée.

Il est donc possible qu'en France l'automatisation industrielle se fasse sans bruit et sans heurts.

Le problème le plus important sera sans doute celui de la réadaptation de la main-d'œuvre et de la formation d'ingénieurs et de techniciens. Les manœuvres, qu'il s'agisse des manœuvres industriels ou des employés de bureau utilisés aux tâches routinières deviendront moins nombreux. L'homme qui, enchaîné à son poste de travail, frappe chaque seconde un coup de marteau sur une pièce qui passe devant lui sera remplacé par un outil automatique. Le travail si justement appelé servile, si l'on donne au mot son sens étymologique, disparaîtra ; la machine fera les tâches pour lesquelles elle est faite, et où elle réussira mieux que l'homme. A celui-ci sera réservé le travail exigeant de l'intelligence et de la finesse, autrement dit ce qui est caractéristique de l'homme, celui dans lequel, au dire de PASCAL, réside toute sa dignité, le travail de la pensée.

J'idéalise quelque peu sans doute en parlant ainsi, mais n'est-il pas nécessaire, pour ne pas se perdre dans les imperfections inévitables de la pratique, qu'un idéal fixe le but vers lequel on doit cheminer?

55. *Technocratie et valeurs humaines.*

Au reste, cet idéal pourrait être menacé par la réussite même, trop complète et trop rapide, de cette automatisation qui par son ampleur et ses conséquences provoque, chez tant d'esprits, la mode et le grossissement journalistique aidant, un éblouissement qui les empêche de voir ce qui est sans doute l'essentiel.

Déjà EINSTEIN avait sonné l'alarme, dans une solennelle et sinistre prophétie :

« Je crains souvent que l'homme ne perde de son humanité à mesure que le progrès matériel s'affirmera colossal... Je crains la folie des hommes ».

Et Paul VALÉRY avait réclamé :

« un supplément d'âme ».

Dans un article récent (8) Max LERNER, professeur à la New School for Research, de New-York, parle de la « passion amoureuse » qui possède actuellement les Américains. Pour eux :

« la technologie... est ce qu'était la Croix pour l'empereur CONSTANTIN : in hoc signo vinces... Ils ont subi la fascination de la machine au point d'en être enivrés ».

Et la machine pourvoit à leurs besoins matériels :

« Assouvir le besoin d'accumuler... par la possession... des besoins de consommation, de satisfaire l'aspiration à la puissance et au plaisir par l'intermédiaire de l'image, du son, du mouvement..., atteindre à un niveau supérieur de revenu et de vie : tels sont les aspects du paysage nouveau où l'américain a pris de nouvelles racines ».

Mais voici le résultat de cette satisfaction de tous les désirs :

« A limiter le sens de la responsabilité individuelle et le libre jeu de l'imagination, le travail mécanisé incline l'esprit au conservatisme ».

Et l'auteur sonne l'alarme :

« L'avènement du technicien neutre jette une ombre sur toute notre époque et équivaut à une sorte de grande abdication ».

Un savant français, R. HEIM, directeur du Muséum d'Histoire Naturelle, fait écho à cette triste constatation :

« L'élan technocratique — j'entends le désir d'automatisme pour l'automatisme — finit par protéger tout ce qui assure le renoncement au courage et à l'effort ».

et ajoute :

« Rappelons l'effroyable citation que Robert JUNGK nous apporte à ce propos, celle qui suffit, à nous Français, pour nous faire refuser de pénétrer dans le hall de l'immense usine-termitière qu'on nous prépare. « Ainsi que me le disait, sur un ton méprisant, l'ingénieur en chef d'une importante usine californienne de constructions aéronautiques, l'homme: sera-t-il toujours un frein au progrès ? » ».

J. ELLUL, professeur à la Faculté de droit de l'Université de Bordeaux, membre du Conseil œcuménique des Eglises, dit son inquiétude en face de :

« cet univers clair, ordonné, régulier fait à notre raison mais de moins en moins à notre image...

« Chaque pas en avant m'oblige à regarder en arrière et à mesurer tout ce que j'abandonne pour un progrès certain de l'outil mais un risque certain de moi-même...

« L'homme, esclave rebelle d'un monde qui le menace, devient esclave consentant et prostitué d'une technique qui le comble et flatte les passions ».

Et l'auteur conclut :

« Nous ne tenons pas encore l'ombre d'une réponse au défi qui nous est porté... nous ne savons pas où nous mènent les techniques ».

56. *Science et technique.*

Conservatisme social, conservatisme politique, conservatisme philosophique et moral, mais aussi conservatisme scientifique, passion de la technique pour la technique, désintéressement des grands problèmes qui la dépassent, mais dont l'étude n'en serait pas moins l'origine d'immenses progrès : l'énergie atomique est née des rayons de BECQUEREL, l'électronique des travaux de J.J. THOMSON, de Jean PERRIN et de leurs émules.

De ce manque de curiosité, de cet engouement exclusif pour l'automatique, et plus généralement pour la technique, la recherche scientifique elle-même risque de pâtir, supplantée qu'elle est, en grande partie, par la recherche industrielle, menée par des laboratoires géants, exploités dans un but lucratif au moyen de centaines de millions de dollars et de régiments de chercheurs spécialisés, cérébralement mécanisés, travaillant, suivant un programme d'ensemble imposé, comme les éléments d'une grande machine arithmétique. Les résultats techniques ainsi obtenus sont certains. Compensent-ils le danger de voir disparaître le génie individuel et libre, auquel on doit toutes les grandes découvertes qui ont précédé et fait éclore l'ère industrielle. Qu'on se souvienne, pour ne rappeler que des faits encore présents dans toutes les mémoires, et se limiter à des noms chers aux électroniciens, les grands noms de MAXWELL et de HERTZ, le pauvre et antique laboratoire d'Henri BECQUEREL, les cabanes des CURIE, de FERRIÉ et d'APPLETON, et on se demandera si ces fiers et solitaires génies auraient pu s'épanouir dans l'atmosphère étouffante d'un travail d'équipe, réglé et conduit vers un but fixé par d'autres qu'eux-mêmes.

Ecoutons encore R. HEIM :

« Il y a opposition entre l'organisation d'une part de la production technique, agricole, industrielle d'un Etat moderne, qui doit reposer sur les procédés, sur l'automatisme de leur usage, sur le perfectionnement dirigé, sur une hiérarchie précise des techniciens, et d'autre part la recherche pure. Ce sont deux tendances d'esprit non seulement différentes, mais inverses, qui y correspondent. L'une est la conséquence d'un état de fait et l'aboutissement des routes auxquelles s'ouvre un progrès dirigé et préparé, elle est liée à la nécessité de lui appliquer un potentiel de puissance pour un rendement meilleur dont les directives soient données par de grands ingénieurs. Au contraire, la recherche fondamentale exige des hommes de science l'imagination, la lente réflexion, l'absence à priori de toute obligation d'efficacité, hors de l'utile, et hors des sentiers du jour. L'imprévisible dirige la recherche ».

La question n'est pas seulement d'ordre spéculatif. Les industriels, les services de l'enseignement technique, réclament des techniciens. Il en faut beaucoup. Mais il paraît sage de préserver de la technique pour la technique les grands établissements de haute culture scientifique et générale, le Collège de France, le Muséum d'histoire naturelle, l'Ecole Polytechnique, etc... qui, en nombre limité et en leur demandant beaucoup, préparent des hommes de haute valeur, dont le caractère, la compétence et la vocation n'empêchent pas qu'ils aient les yeux ouverts sur le dehors, qu'ils soient capables d'apprécier les répercussions, dans les autres domaines, des décisions prises dans celui qui leur est propre.

6. Automates et problèmes arithmétisables.

60. Nous avons déjà trouvé dans l'application des machines arithmétiques à l'automatique industrielle des exemples dans lesquels elles sont utilisées pour traiter des problèmes non numériques.

Dans un important article (10), C.E. SHANNON remarque qu'en fait le calcul non numérique, sur machines mettant en œuvre les principes et les éléments des calculateurs automatiques arithmétiques, a précédé le calcul numérique, et rappelle à ce propos que c'est le métier à tisser de JACQUARD qui a inspiré BABBAGE. Il cite encore, comme ayant précédé la machine arithmétique, les centraux téléphoniques, les signalisations et commandes des chemins de fer et des usines d'énergie électrique, etc ...

Nous indiquons dans ce chapitre plusieurs autres exemples d'application, avant de donner, plus en détail, des cas dans lesquels on retrouve, exécutés par les machines, des processus vitaux et des réflexes conditionnés.

61. *Joueurs automatiques.*

Les techniques du calculateur arithmétique s'appliquent bien aux machines à jouer, du moins quand il s'agit de jeux discontinus, comme il se trouve le plus fréquemment.

SHANNON (10) cite dans ce domaine :

a) les machines type « *dictionnaire* ». A toute situation qui peut se présenter au cours du jeu correspond un mouvement prédéterminé. Situations et mouvements correspondants sont dans le magasin, le dictionnaire ; la machine va y chercher ceux-ci quand celles-là se présentent ;

b) les machines pour jeux dont il existe une théorie complète, donnant la formule qui permet de gagner

à partir de toute position possible. Il suffit de mécaniser cette formule pour fournir une machine qui gagne sans tâtonnement ;

c) les machines appliquant des principes de validité approximative. Dans ce cas, on ne connaît pas de solution exacte, obtenue infailliblement, mais seulement des principes généraux valables dans la majorité des positions. C'est le cas, par exemple, du jeu d'échecs, pour lequel SHANNON a construit une machine automatique (11) ;

d) les machines qui s'instruisent. On donne à la machine les règles du jeu, avec des instructions lui permettant de perfectionner son jeu par l'expérience.

La machine peut se perfectionner :

a) par essais avec mémoire des succès et des échecs ;

b) par imitation des coups heureux de son adversaire ;

c) par obéissance aux approbations ou enregistrement des désapprobations ;

d) par autoanalyse des erreurs par la machine, en vue de les éviter. Citons le jeu du « dédale » de SHANNON que nous retrouverons plus loin.

62. *Les bioïdes de von Neumann.*

De même qu'un anthropoïde est un animal fait à l'imitation de l'homme (anthropos), nous appellerons bioïdes des machines que devraient qualifier de « vivantes » ceux qui se contenteraient de la définition souvent admise : un être vivant est un être qui s'alimente et se reproduit. Telles sont des machines proposées par von NEUMANN (12).

Celles d'une première catégorie sont construites à partir d'un petit nombre de types d'organes élémentaires (une vingtaine au total), ayant des fonctions simples (poutres, organes logiques élémentaires semblables à des relais ou à des neurones, organes de perception, outils pour la liaison entre éléments (par exemple fers à souder), etc...), servant à réunir des composantes élémentaires. A partir de ces éléments, il est possible de concevoir un « constructeur » universel commandé par une séquence d'instructions semblable au programme d'un calculateur arithmétique et contenant dans un code convenable les instructions nécessaires à la fabrication de toute autre machine pouvant être faite avec les organes élémentaires. Le « constructeur » universel prend les organes nécessaires dans son milieu et construit la machine décrite sur sa bande. Si cette description est celle du fabricateur universel lui-même, il se reproduit lui-même, il devient une machine à auto-génération si une copie des instructions est fournie à la nouvelle machine en même temps qu'elle est construite.

Dans une deuxième catégorie, la structure autogénératrice est un ensemble à deux dimensions de « cellules » élémentaires, chacune d'elles étant un système comportant une trentaine d'états internes possibles, et ne communiquant qu'avec les quatre cellules voisines. Elle se modifie avec le temps d'une façon discontinue, le changement d'état, à chaque étape, ne dépendant que de l'état actuel de la cellule et de ceux de ses quatre voisines. Il est possible de construire à partir de ces éléments une structure autoreproductrice.

Von NEUMANN démontre, et ceci est très important, qu'une certaine complexité est nécessaire (plusieurs dizaines de milliers de composantes ou de cellules) pour l'autoreproduction.

On remarquera que, de même qu'elles se reproduisent, ces machines peuvent évidemment, à mesure qu'elles s'usent, modifier leur programme de façon à s'assimiler des éléments neufs, pris dans leur voisinage. Ainsi elles sont capables non seulement de se reproduire, mais de s'alimenter. Elles devraient donc bien être appelées des machines vivantes si l'on pouvait se contenter de la définition de la vie rappelée au début de ce paragraphe.

63. *Zooïdes savants.*

630. Les machines dont nous allons parler imitent certaines fonctions animales ; et le qualificatif de savant est ici pris dans le sens qui lui est attribué quand on parle de chiens savants. L'appellation *zooïdes* fait image. Elle paraît préférable à celle de « learning machine », employée par les Anglais et les Américains : quand on cherche dans un dictionnaire le sens du verbe « to learn », on trouve d'abord apprendre, puis instruire, de sorte que le nom de la machine ne dit pas si elle est l'élève ou le maître d'école.

L'animal s'alimente.

Il se déplace.

Il possède des organes des sens, vue, toucher, odorat, ouïe, goût.

Il peut acquérir des réflexes conditionnés, qui permettent son dressage. Expliquons de quoi il s'agit. Un jeune chien, non habitué au sifflet, ne courra pas vers moi sur un coup de sifflet ; il viendra au contraire, d'un mouvement naturel si je lui présente de la nourriture. Mais si, à de nombreuses reprises, je lui offre de la nourriture en même temps que je siffle, il acquiert un réflexe qui l'amènera vers moi au coup de sifflet, même si je supprime la nourriture. Le réflexe était naturel avec l'excitation représentée par la nourriture, il existe maintenant avec le coup de sifflet, à condition qu'un dressage ait formé une habitude.

On remarquera, et cette observation sera utilisée plus loin quand nous parlerons des « machines à penser », que le réflexe conditionné a été provoqué et utilisé de tout temps, et non seulement pour le dressage des animaux, mais pour obtenir toute sorte d'effets, et non seulement avec des êtres vivants, mais avec des dispositifs entièrement minéraux (le mot étant pris au sens qu'il a dans l'expression « chimie minérale ») et même sans l'intervention de l'homme. G. ISAYE (17) cite plusieurs exemples :

— le feu de bois que l'ouverture d'une clef de tirage ne suffit pas à allumer, qu'un soufflet peut entretenir sans le faire monter, que l'action simultanée de la clef et du soufflet fait monter, enfin qu'après suppression du soufflet la clef suffit à entretenir ;

— le cigare qu'une aspiration ne suffit pas à faire brûler, dont la combustion, provoquée par une allumette, ne s'entretient que si, en même temps que l'allumage, quelques aspirations sont faites, qui provoquent un « dressage » tel que, l'allumette éteinte, les aspirations suffisent à entretenir la combustion. Mais une distraction suffira pour que le cigare oublie sa leçon et s'éteigne ;

— l'amorçage d'une pompe à balancier ;

— le fleuve, avec un glacier d'alimentation, son embouchure et ses berges. La marée est insuffisante pour entamer les berges et par conséquent produire l'inondation ; la fonte des neiges produit l'inondation sans entamer les berges ; les deux actions simultanées produisent l'inondation en entament les berges. L'équivalent d'un réflexe conditionné est ainsi créé. Désormais, la marée suffit à provoquer l'inondation.

631. *La tortue de W.G. Walter.*

La tortue de W.G. Walter (13) a deux sens, la vue et le toucher.

C'est un tricycle dont les roues arrière sont motrices et entraînées par un moteur que nous appellerons moteur principal, et la roue avant, directrice, peut pivoter autour d'un axe vertical commandé par un moteur auxiliaire.

Son œil est une cellule photoélectrique portée par l'axe vertical de pivotement de la roue directrice.

Quand il ne reçoit pas de lumière, le moteur auxiliaire tourne et entraîne l'axe vertical ; la cellule explore l'espace autour d'elle.

Quand il reçoit une lumière d'intensité moyenne, la cellule fournit un courant qui, commandant une commutation, arrête le moteur auxiliaire et démarre le moteur principal. La cellule fixe la lumière et la tortue avance dans sa direction.

Si l'intensité lumineuse devient très grande, son courant fait l'opération inverse ; la tortue s'arrête, recule, avance. Elle craint de se brûler.

Voici maintenant le toucher : la tortue porte un interrupteur qui, fermé par un choc, fait tourner le moteur auxiliaire et change ainsi la direction du mouvement.

Si, la lumière étant d'intensité moyenne, un obstacle est placé sur le chemin, la tortue le heurte, il en résulte qu'un commutateur remet le moteur auxiliaire en marche ; l'arbre de direction tourne et le déplacement change de direction. Quand la cellule retrouve la lumière, elle revient dans sa direction, heurte de nouveau l'obstacle en un autre point, et ainsi de suite jusqu'à ce que l'obstacle soit contourné.

La tortue se reconnaît : son axe de direction porte une petite lampe. Si elle se déplace devant un miroir, l'image de cette lampe joue le rôle de la source de lumière ; elle attire la tortue ; quand l'intensité reçue devient grande, la tortue s'arrête comme il a été dit plus haut.

De même, elle « reconnaît » sa sœur : deux tortues en présence l'une de l'autre se rapprochent, jusqu'à une certaine distance.

La tortue s'alimente : quand son accumulateur est déchargé, elle est attirée par toute lumière pourvu qu'elle soit suffisamment intense ; elle se dirige vers le poste d'énergie qui porte cette lumière et sur lequel elle s'embroche, position dans laquelle son accumulateur se recharge.

Et il semble possible de lui faire acquérir des réflexes conditionnés, comme à la souris de Shannon (voir parag. 633).

632. *L'homéostat d'Ashby.*

L'homéostat d'Ashby (14), non seulement est capable de s'adapter aux circonstances extérieures, mais de retrouver la santé quand une grave perturbation a dérangé son fonctionnement.

Il comprend quatre dispositifs avec action et contre-réaction interconnectés, les interconnexions comportant quatre commutateurs à 25 positions et autant de résistances électriques distribuées au hasard.

Un déséquilibre suffisant d'un des dispositifs fait fonctionner un relais qui avance d'une position le bras du commutateur correspondant. Normalement, l'ensemble est instable. S'il en est ainsi, un ou plusieurs des commutateurs avance ; il s'ensuit une nouvelle configuration du système. Si elle est encore instable, une nouvelle configuration s'établit, et ainsi de suite jusqu'à ce qu'une configuration stable soit trouvée.

En présence d'une modification, même considérable, de son organisation (imposée par exemple de l'extérieur), l'appareil modifie lui-même son organisation jusqu'à un nouvel équilibre, choisi entre $25^4 = 390\,625$ états possibles.

Ainsi l'appareil possède cette caractéristique que certaines variables se stabilisent par contreréaction comme le font la température du corps, la composition du sang, etc... chez les animaux.

Enfin l'appareil se prête à des essais de dressage.

Nous avons dit que les résistances sont choisies et réparties au hasard. Un autre choix, ou une autre répartition modifieront le « tempérament » de l'appareil qui pourra être « nerveux » ou « lymphatique ».

633. *La souris de Shannon.*

La souris de Shannon (15) enfermée dans un dédale, se cogne contre les parois jusqu'à ce qu'elle parvienne, par hasard, à en sortir. Douée de mémoire elle s'instruit progressivement jusqu'à ce qu'elle

trouve la sortie à tout coup, en quelque endroit qu'elle ait été placée.

634. *Les machines à jouer des sous.*

Les machines à sous de HAGELSBARGER et de SHANNON, jouant contre un adversaire humain, analysent son jeu et, s'il n'est pas parfaitement aléatoire, démèlent ses lois et gagnent.

635. *L'EDSAC. — Son dressage et ses réflexes conditionnés* (16).

635 0. Pour l'EDSAC (voir parag. 324), OETTINGER (16) a composé des programmes qui en font un zooïde savant particulièrement intéressant en ce qu'il est une machine construite pour résoudre des problèmes mathématiques avec les quatre opérations de l'arithmétique.

635 1. *L'EDSAC fait ses achats.*

Il se comporte comme un enfant nouvellement arrivé dans la ville et que sa maman envoie chercher, par exemple, un paquet de café. Il entre dans une première boutique puis, au hasard, dans une seconde, et ainsi de suite jusqu'à ce qu'il ait trouvé l'article désiré. La fois suivante, il se souviendra et ira directement acheter le café dans la même boutique. Même, comme il est curieux, il aura remarqué dans des magasins des articles qui ne lui ont pas été demandés et saura où aller les prendre.

La description des boutiques et de leurs stocks est inscrite au préalable dans une partie du magasin de la machine, sous la forme d'un tableau à double entrée dont les lignes correspondent aux boutiques (au nombre de 8 par exemple et numérotées 1, 2, ..., *i*, ..., 8) et les colonnes aux articles (au nombre de 7 par exemple et numérotées 1, 2, ..., *j*, ..., 7). Chaque case *ij* (ligne *i*, colonne *j*) contient un 1 ou un 0 suivant que la boutique *i* contient ou non l'article *j*. (Voir tableau 635 1-1). Par exemple, la boutique n° 3 contient les articles 2 et 3.

TABLEAU 635 1-1

Articles ——→

Boutiques	1	2	3	4	5	6	7
1	1	0	0	1	0	0	0
2	1	0	1	0	0	0	0
3	0	1	1	0	0	0	0
4	0	0	0	0	1	0	0
5	0	1	1	1	0	0	0
6	0	0	0	1	0	0	0
7	0	1	1	1	1	0	0
8	0	0	0	0	0	1	0

Chaque ligne *i*, tableau 635 1-1, peut être lue comme un nombre représentant la boutique *i* et son contenu, et est inscrite dans le compartiment $m + i$ du magasin de l'EDSAC.

Un ordre d'achat de l'article *j* est donné en inscrivant, dans un compartiment déterminé d'une seconde partie du magasin, un nombre de 7 chiffres que nous appellerons l'ordre d'achat, composé de zéros, sauf dans la colonne *j*, où il y a un 1. La machine forme alors l'adresse $m + i$ du compartiment d'une ligne *i* prise au hasard, et construit l'ordre $C(m + i)$. (Voir parag. 324). Avec cette adresse, et exécutant cet ordre, elle compare la $i^{ème}$ ligne du tableau à l'ordre d'achat ; comme résultat de cette opération le totalisateur contient :

— soit un nombre différent de zéro, si la boutique *i* contient en stock l'article *j* ;

— soit zéro, si la boutique *i* ne contient pas en stock l'article *j*.

Comme résultat de cette opération, supposons que le totalisateur contienne le nombre zéro. C'est que la boutique *i* ne contient pas l'article *j*. Dans ce cas la machine recommence la série d'opérations ci-dessus à partir d'une autre adresse $m + i$ de boutique (*i* étant choisi au hasard), et ainsi de suite si le résultat est encore zéro au totalisateur.

Si la machine ne trouve l'article *j* dans aucune des boutiques, elle s'arrête et imprime le chiffre 0.

Si dans une boutique *i* elle trouve l'article *j* (le totalisateur ayant inscrit un chiffre différent de zéro), la machine inscrit le numéro de la boutique dans un compartiment d'une troisième partie de son magasin (la mémoire), compartiment d'adresse $n + j$ par exemple. Et à toute demande de l'article *j*, la machine, explorant le compartiment $n + j$, y trouve immédiatement le numéro de la boutique où se trouve l'article.

Comme le petit garçon la machine est curieuse. Quand elle a trouvé l'article *j* dans une boutique, elle cherche, au moyen d'un nombre composé de zéros, sauf aux rangs $j - 1$ et $j + 1$, si ces deux articles sont ou non dans la boutique *i* et enregistre le résultat de cette inspection dans sa mémoire.

635 2. — *L'EDSAC, chien savant et son dressage.*

La machine, recevant périodiquement du dresseur des excitations d'intensité variable, fait suivre chaque excitation (pourvu qu'elle soit suffisante) d'une réponse choisie, comme il sera indiqué ci-dessous, dans une liste inscrite dans son magasin (par exemple cinq réponses numérotées 1, 2, ..., 5). A chaque réponse, le maître dresseur peut exprimer son approbation, son indifférence, ou sa réprobation. Une suite d'approbations de la même réponse habitue la machine à donner cette réponse, même avec une excitation d'intensité réduite et une approbation moins affirmée ou même absente. Une indifférence répétée ou une suite de désapprobations fait disparaître l'habitude ainsi acquise.

Prenons comme unité de temps le temps qui s'écoule entre deux excitations successives ; soit *t*

l'instant d'une des excitations. Après avoir répondu, la machine calcule, pour être utilisés après l'excitation qui arrivera au temps $t + 1$, n nombres $S_{i,t+1}$ correspondant respectivement aux n réponses possibles de la machine ($n = 1, 2, ..., i, ..., n$), ces nombres $S_{i,t+1}$ étant déduits des nombres $S_{i,t}$ correspondant à l'excitation précédente suivant la loi.

$$(1)\quad S_{i,t+1} = S_{i,t} + a_t + 1 + N_{i,t} - N_{i,t-1} - d\,(S_{i,t}, t)$$

expression dans laquelle :

a_t est l'intensité de l'approbation donnée au temps t ; $a_t > 0$ correspond à une approbation, $a_t = 0$ à l'indifférence ; $a_t < 0$ à la désapprobation ; a_t, en valeur absolue, peut être égal, par exemple, à 1, 2, ..., 5 ;

$N_{i,t}$ et $N_{i,t-1}$ sont des nombres aléatoires, compris entre -5 et $+5$;

$d\,(N_{i,t},t)$ est un nombre égal à zéro, sauf dans les intervalles de temps allant de $t = 5n$ à $t = 5n+1$ avec ($n = 1, 2, 3, ...$) ; il est alors égal à 1 si $S_{i,t} > 1$, à -1 si $S_{i,t} < 0$, à 0 si $S_{i,t} = 1$.

S'il n'y a pas de réponse au temps t, a_t est naturellement nul et on supprime le 1 du second membre de l'expression de $S_{i,t+1}$, qui devient :

$$S_{i,t+1} = S_{i,t} + N_{i,t} - N_{i,t-1} - d\,(S_{i,t}, t)$$

Les $S_{i,t}$ étant calculés et emmagasinés comme il vient d'être dit, l'excitation $s(t)$ est appliquée à la machine. Les cases du magasin où se trouvent les $S_{i,t}$ sont alors explorées en série et cycliquement, et leur contenu est comparé à une constante qui diminue d'une unité à chaque cycle. L'exploration cesse quand on trouve un $S_{i,t}$ supérieur à cette constante. Soit j cette valeur particulière de i. On forme alors, pour cette valeur de i, la somme $S_j + s_t$ et on la compare à un nombre donné T (égal à 7 dans l'expérience décrite).

Si $S_j + s_j < T$, la machine imprime un X, ce qui signifie que l'excitation était insuffisante, et se prépare à recevoir l'excitation suivante s_{t+1}.

Si $S_j + s_t > T$, la machine imprime la réponse j.

Le dresseur approuve, désapprouve, avec plus ou moins de force, ou reste indifférent.

Le terme a_t ainsi introduit dans l'expression (1) de $S_{j,t+1}$ augmente, diminue, ou ne modifie pas ce terme, et par là, modifie la probabilité que $S_{j,t+1}$ soit plus grand que $S_{j,t}$, et par conséquent que le processus d'exploration s'arrête sur la réponse j.

Le terme $+1$ du second membre de l'expression (1) de $S_{i,t+1}$ augmente la probabilité de répétition de la réponse précédente et est à l'origine de l'habitude que prend la machine de la reproduire même avec une excitation moins intense ou une approbation moins énergique.

$N_{i,t}$ et $N_{i,t-1}$ apportent des fluctuations aléatoires qui donnent à la machine la possibilité de se tromper, en répondant autre chose que ce qu'on lui demande. C'est une ressemblance de plus avec les êtres vivants.

Le terme $d\,(S_{i,t}, t)$ produit une tendance générale à la diminution de tous les $S_{i,t}$. Il en résulte qu'en l'absence de manifestation d'approbation, il faut des excitations sans cesse croissantes pour obtenir une réponse.

En définitive, notre machine possède, comme un animal, des réflexes conditionnés.

636. *Traducteurs automatiques.*

Traduire un texte, étant donnés le dictionnaire langue originale – langue finale et les grammaires des deux langues, est une pure affaire de codification du texte (par exemple en chiffres, lettre par lettre), d'emmagasinement des données, de transport de nombres, de comparaison de nombres ou de suites de nombres, de classement suivant des règles déterminées, la machine faisant elle-même son programme et opérant une série d'aiguillages suivant les résultats précédemment obtenus.

Supposons que, traduisant du français en anglais, la machine trouve le mot « devant ». Le dictionnaire lui donne les renseignements suivants :

DEVANT. — *préposition*, before, in front of ;
Aller devant soi : to go right on.
Nous avons du temps devant nous : we have plenty of time ;

DEVANT. — *adverbe* : before, in front ;

DEVANT. — *substantif masculin* : front, front point, fore part ;
Prendre les devants : to run on before ;

DEVANT. — *participe présent* de *devoir*.

La première recherche à faire est de déterminer la nature du mot. L'examen des mots qui l'encadrent fournira les renseignements nécessaires. S'il est suivi d'un substantif précédé d'un article et de la préposition « à », le mot « devant » est le participe présent du verbe devoir. Si, « devant » n'a pas de complément indirect, et qu'on trouve après lui un pronom ou un article suivi d'un nom il est une préposition ; s'il n'a pas de complément indirect avec à et n'est pas suivi d'un substantif précédé d'un article, il est un adverbe. S'il est précédé d'un article, ou prolongé par un *s*, ou suivi d'un substantif précédé de la préposition « de », il est un nom.

Cette recherche faite, le dictionnaire donne la signification du mot dans la langue finale. Si « devant » est une préposition, il lui correspond en anglais le mot « before », à moins qu'il ne fasse partie d'une locution où il a un sens spécial, et c'est encore l'examen du contexte qui permet d'écarter ces cas particuliers, ou de reconnaître qu'il s'agit d'eux.

La troisième étape peut consister à répartir les mots en petits groupes constituant des unités de langage ; puis, avec ces blocs de mots, à faire des membres de phrase, en s'aidant des signes de ponctuation, des conjonctions, des pronoms relatifs.

Et, dernière étape, on fera du texte ainsi obtenu un anglais correct en ajoutant aux mots les finales correspondant à leurs fonctions, qui sont inscrites dans le magasin de la machine, en donnant aux mots

leur genre, leur nombre, etc ..., enfin en les ordonnant suivant les règles de la syntaxe.

Tout ceci, qui est évidemment très schématique et incomplet, permet de se rendre compte que les opérations demandées sont toutes de celles dont est capable une machine arithmétique automatique à programme.

Il est certainement possible d'obtenir ainsi des traductions sans doute grossières, mais suffisantes pour rendre de grands services, surtout quand il s'agit d'articles ou de livres techniques, à vocabulaire assez restreint et bien défini. Plus la machine sera étudiée, plus grande sera la capacité de son magasin, et plus grande sera la perfection possible de la traduction. Faut-il aller jusqu'à dire, avec les auteurs de l'article (18) auquel nous avons emprunté l'essentiel des indications qui précèdent, qu' « en principe un calculateur est capable de traduire les langues, automatiquement, avec toutes les finesses désirées » ? C'est me semble-t-il, demander aux machines plus qu'elles ne peuvent donner. Non seulement, comme toutes les machines arithmétiques, nous l'avons vu ci-dessus, elles travaillent avec des méthodes d'approximation ; mais une œuvre littéraire participe des caractéristiques de la pensée et de l'esthétique de son auteur. « Le style, c'est l'homme », a dit BUFFON, et une machine universelle, si perfectionnée soit-elle, ne peut, si elle doit remplacer l'homme, que travailler à l'imitation de ce qui est commun à tous les hommes, ou à une classe d'hommes, et non de ce qui les distingue. Une traduction mécanique pourra être correcte, et d'autant plus que la machine sera plus complexe et plus étudiée, elle sera incapable de rendre, dans toutes ses finesses, ce que l'auteur a mis de sa personnalité. « Traduttore, tradittore ». Avec la machine, le tradittore ne sera pas un traducteur, mais l'auteur du programme d'instructions. Le proverbe italien n'en sera pas moins vrai pour les mêmes et pour d'autres raisons et bien que le mécanisme du calculateur puisse fonctionner d'une façon plus parfaite et moins sujette à erreur que celui d'un traducteur humain.

637. *Machines à raisonner.*

Il est bien connu (19), (26), (27), (9) — on l'enseigne aux candidats du baccalauréat — que, du moment qu'il est établi en conformité des trois principes classiques :

d'*identité*, suivant lequel « un jugement vrai reste éternellement vrai ; la vérité du contenu de pensée affirmé dans le jugement est une propriété intemporelle ; »

de *contradiction* : deux jugements contradictoires ne peuvent pas être vrais en même temps ;

du *tiers exclu* : deux contradictoires ne peuvent être fausses ensemble ;

tout raisonnement, organisation de jugements composants ou *prémisses* engendrant un jugement résultant, ou *conclusion*, peut être représenté par une série d'équations d'une algèbre spéciale, introduite par BOOLE il y a cent ans, qui se distingue de l'algèbre classique en ce qu'elle n'admet pas d'exposant.

D'autre part toute série de telles équations correspond à un réseau de commutateurs ou de relais électriques.

Ainsi, tout raisonnement, à partir de prémisses données, peut être fait au moyen d'une machine composée de tels éléments. Nous citons comme exemple la machine de MCCALLUM & SMITH (20).

Il y a d'ailleurs d'autres logiques que la classique, différant de celle-ci en ce que les axiomes de base ne sont pas les mêmes. Ainsi la logique de HEYTING accepte tous ceux de la logique classique, à l'exception de celui du tiers exclu. Elle correspond, elle aussi, à une doctrine mathématique spéciale, introduite par BROOWER, et ses théorèmes peuvent également être démontrés au moyen de machines mathématiques.

7. Machines à penser ?

E.C. BERKELEY, écrivant ceci dans son livre « Giant Brains — Cerveaux géants » (21) :

« Une machine peut manipuler de l'information. Elle peut calculer, conclure et choisir ; elle peut faire des opérations de raisonnement avec l'information. Une machine, par conséquent, peut penser ».

les journalistes, faisant écho, les services de publicité de l'I.B.M., lançant le slogan :

« Don't think ! Let UNIVAC do for you. — Ne pensez plus, laissez la machine UNIVAC le faire pour vous ».

appuient principalement leur audacieuse affirmation sur la possibilité que possèdent les machines d'aiguiller un calcul dans une voie ou une autre suivant les résultats obtenus antérieurement. Mais les chemins de fer font depuis longtemps des opérations semblables ; on ne dit pas qu'ils pensent ; les machines et les animaux, nous l'avons vu, peuvent faire beaucoup plus : exécuter des mouvements, se diriger vers un but, s'alimenter, se reproduire, s'instruire, acquérir des réflexes conditionnés. Allons-nous dire qu'ils pensent ?

C'est, posée de nouveau, la vieille question de la matière et de l'esprit.

Les ressemblances des grands calculateurs et du cerveau ont été invoquées. On les trouve détaillées dans de nombreux livres et articles (22), (23), (24), (25).

Les neurones, comme des basculateurs, fonctionnent par tout ou rien ; l'influx nerveux est un message transporté sur la fibre sous forme de trains d'impulsions électriques de grandeur indépendante de l'excitation ; le fonctionnement est du type réflexe ; les centres nerveux réfléchissent le message sensitif, qui devient un message moteur, en établissant des connexions entre les neurones sensitifs et les neurones moteurs. L'autorégulation est une fonction normale de l'organisme. Les variations du milieu intérieur déclenchent les processus qui tendent à corriger leurs effets. La présence de circuits réactifs dans les centres nerveux a été mise

en évidence. Le cerveau joue, partiellement, le rôle d'organe d'ordonnancement. La mémoire, la faculté d'apprentissage, les réflexes conditionnés sont autant d'éléments qu'on retrouve aussi bien dans le cerveau que dans les grandes machines arithmétiques.

Plus instructives peut-être sont les différences entre la machine et le cerveau. SHANNON (10) cite les suivantes.

Le cerveau contient 10^{10} neurones, c'est-à-dire six ordres de grandeur de plus que le nombre des basculateurs des plus grands calculateurs arithmétiques. BERKELEY s'est trompé en intitulant son livre « Giant Brains ». C'est les cerveaux qui, pour le nombre de leurs éléments, devraient être appelés des calculateurs géants. Et il semble évident que six ordres de grandeur dans le nombre des éléments composants enlèvent toute signification aux extrapolations.

Le cerveau est construit de façon que le fonctionnement d'ensemble ne dépende pas de la structure précise du détail. Le calculateur automatique est un appareil établi suivant un câblage déterminé dans le détail ; le moindre dérangement a des conséquences importantes.

Le cerveau fonctionne sans panne pendant des dizaines d'années.

Le cerveau assure de lui-même, en grande partie, son ordonnancement. Il peut s'adapter à une énorme variété de situations. La mémoire avec ses accès rapides et variés, les dispositifs d'action et de contre-réaction, les servos stables, les organes des sens comme dispositifs d'entrée, la parole et les membres pourvus de muscles à nombreux degrés de liberté comme moyens de sortie, tout cela est incomparablement plus perfectionné que les machines les plus étudiées.

Ainsi, la constitution physique du cerveau et les lois physiques de son fonctionnement s'inscrivent en faux contre le nom de « cerveaux électroniques » donné si souvent aux grands calculateurs automatiques.

Cependant, le nombre des constituants du cerveau n'est pas infini et il fonctionne suivant les lois naturelles auxquelles ceux-ci sont astreints du fait de leur agencement et des actions extérieures. A ce titre, quelle que soit sa complexité, le cerveau est bien une machine incomparablement plus complexe et plus perfectionnée que celles faites de main d'homme, mais tout de même une machine.

Peut-on dire que les automates modernes et les grands calculateurs automatiques aient apporté aux philosophes quelques nouveautés ?

P. CHAUCHARD (24) rappelle que les automates et les calculateurs possèdent :

« une préhistoire que l'on doit faire remonter à DESCARTES. Quand il comparait le fonctionnement réflexe du système nerveux à celui des automates des « grottes et des fontaines qui sont au jardins de nos rois », il se plaçait sur le plan de la cybernétique. « S'il y avait, écrivait-il, de tels automates qui eussent les organes et la figure d'un singe, ou de quelque autre animal sans raison, nous n'aurions aucun moyen pour reconnaître qu'ils ne seraient pas en tout de même nature que ces animaux ».

Tout ce qui est mouvement dans les automates suit les lois de la mécanique, qui ne datent pas d'hier ; les servos sont des dispositifs utilisés depuis des siècles ; tout ce qui est choix, aiguillage, existait auparavant dans les usines, les chemins de fer et les centraux téléphoniques ; quant aux réflexes conditionnés, nous avons vu qu'on en trouve, depuis toujours, même dans des ensembles complètement dénués de vie ; le tempérament avait déjà été expliqué par des lois de la matière corporelle.

Si l'attention a été de nouveau attirée sur ces processus, c'est que l'automatisme industriel a, par ses développements rapides et son importance, provoqué un engouement qui n'est pas sans danger, que les mécanismes nouveaux, cellules photoélectriques, microphones, s'assimilant facilement à l'œil et à l'oreille des animaux s'imposent par leur côté spectaculaire.

Comme toutes les machines, automates et calculateurs travaillent suivant leurs lois propres, lois physiques, puisqu'ils sont constitués d'éléments physiques. Les grands calculateurs arithmétiques eux-mêmes ne calculent pas à proprement parler. Etablis de telle façon que le fonctionnement voulu par l'agencement de leurs parties constitutives, ordonné à chaque instant par un programme, aboutisse au même résultat qu'un calculateur humain, ils y parviennent uniquement par le jeu des lois physiques qui les régissent nécessairement. Les machines dites logiques ne raisonnent pas à proprement parler ; elles ne s'inquiètent pas de la vérité des prémisses ou des conclusions, ni de la valeur des lois qui commandent leur marche, lois physiques soumises au déterminisme.

Ainsi, automates modernes et calculateurs automatiques ne sauraient fournir aucun argument au philosophe, matérialiste ou spiritualiste.

Pour le spiritualiste (17), la machine avec ses constituants et son fonctionnement est toute entière d'ordre corporel. Il y a un esprit humain. La démonstration de son existence n'emprunte aucun argument aux processus corporels ; elle s'appuie sur l'existence de Dieu, sur la valeur, nécessaire, du raisonnement qui affirme la vérité d'une conclusion tirée de prémisses vraies, par un procédé conforme aux principes intuitifs de la logique classique, enfin sur l'existence du devoir moral, par conséquent du libre arbitre.

Le « corporel » des philosophes spiritualistes, PASCAL l'avait reconnu dans l'homme, avec sa puissance, ses réflexes conditionnés qui créent les habitudes, et aussi ses insuffisances. Plus précis, plus actuel, employant notre vocabulaire d'aujourd'hui, il évite ce mot de « corporel » pour dire « automate » et « machine » ; il est véritablement un des nôtres, modernes apôtres de l'automatique.

J'extrais ce qui suit des PENSÉES :

« Car il ne faut pas se méconnaître, nous sommes automate autant qu'esprit, et de là vient que l'instrument par lequel la persuasion se fait n'est pas la seule démonstration. Combien y a-t-il peu de choses démontrées ! Les preuves ne convainquent que l'esprit. La coutume fait nos preuves les plus fortes et les plus crues ; elle incline l'automate qui entraîne l'esprit sans qu'il y pense... Quand on ne croit que par la force

de la conviction, et que l'automate est incliné à croire le contraire, ce n'est pas assez. Il faut donc faire croire nos deux pièces : l'esprit, par les raisons, qu'il suffit d'avoir vues une fois dans sa vie ; et l'automate, par la coutume, et en lui permettant de ne pas s'incliner au contraire. Inclina cor meum, Deus ».

Et ceci :

« La machine d'arithmétique fait des effets qui approchent plus de la pensée que tout ce que font les animaux ; mais elle ne fait rien qui puisse faire dire qu'elle a de la volonté, comme les animaux ».

Je termine sur ces mots de PASCAL, philosophe de l'esprit, comme j'ai commencé par le rappel des travaux de PASCAL, inventeur de machine.

RÉFÉRENCES

[1] CHEVALIER. « PASCAL. — L'invention de la machine arithmétique Le calcul mécanique et la comptabilité ». Tricentenaire de la machine à calculer, *C.N.O.F.* Paris, 1942.

[2] S. GROUSSARD. « Le monde de demain commence aujourd'hui ». *Le Figaro*, 31 mai 1955.

[3] O. SAUER. « Die Bedeutung der elektronischen Rechenautomaten für die Entwicklung der Mathematik ». *Physikalische Blätter*, 1955, nº 8, p. 348-358.

[4] R.T. BIBBERO. « Automation, a survey ». *Electrical Engineering*, septembre 1955, vol. 75, p. 775-781.

[5] N. WIENER. « The human use of human beings ». *Eyre and Spottiswoode*, 1954.

[6] « The automatic factory » *Wireless World*, août 1955, vol. 61, p. 378-380.

[7] *Le Figaro*, 22 juin 1956.

[8] M. LERNER. « Empire de la technologie et neutralité des techniciens ». *Profils*, nº 14, hiver 1956.

[9] R. SERRELL. « Elements for boolean algebra for the study of information handing systems ». *Proceedings of the I.R.E.*, octobre 1953 vol. 43, p. 1366-1380.

[10] C.E. SHANNON. « Computers and automata ». *Proceedings of the I.R.E.*, octobre 1953, vol. 41, p. 1234-1241.

[11] C.E. SHANNON. « Programming a computer for playing chess ». *Phil. Mag.*, mars 1950, vol. 41, 7e série, p. 256-275.

[12] von NEUMANN. « The general and logical theory of automata, from cerebral mechanisms in behaviour ». New York, Wiley 1951, p. 1-41.

[13] W. Walter GREY. « Possible features of brain function and their imitation ». *Symposium on information theory*, 1950.

[14] W.R. ASHBY. « Design for a brain ». New York, Wiley, 1951.

[15] C.E. SHANNON. « Presentation of a maze solving machine ». *Transactions of the Eigth Cybernetics Conference*, Josiah Macy Jr. Foundation, New York, 1952, p. 173-180.

[16] A.O. OETTINGER. « Programming a digital computer to learn ». *Phil. Mag.*, décembre 1952, vol. 43, 7e série, p. 1243-1263.

[17] G. ISAYE. « Les robots et l'esprit ». *Nouvelle Revue Théologique*, novembre 1951, vol. 75, p. 912-936.

[18] J.P. CLEAVE & B. ZACHAROV. « Language translation by electronics ». *Wireless World*, septembre 1955, p. 433-435.

[19] P. MOUY. Logique — Edition remaniée et augmentée par Mlle BACHELARD & M. DUFRENNE. Hachette, 1952.

[20] D.M. McCALLUM & J.B. SMITH. « Mechanized reasoning ». *Electronic Engineering*, avril 1951.

[21] E.C. BERKELEY. « Giant Brains ». New York, Wiley, 1949.

[22] WILKES. « Can machines think ? ». *Proceedings of the I.R.E.*, octobre 1953, vol. 41, p. 1230-1234.

[23] McCULLOCH. « The brain as a computing machine ». *Electrical Engineering*, juin 1949.

[24] P. CHAUCHARD. « Psychophysiologie des cerveaux artificiels ». *Esprit*, septembre 1950, vol. 18, p. 318-332.

[25] L. COUFFIGNAL. « Les machines à penser ». *Les Editions de Minuit*, Paris, 1952.

[25] C.E. SHANNON. « A symbolic analysis of relay and switching circuits ». *Electrical Engineering, Trans. Supp.*, 1938, vol. 57, p. 713-723.

[27] C.E. SHANNON. « The synthesis of two terminal switching circuits ». *Bell System Technical Journal*, janvier 1949, vol. 28, p. 59-98.

SUR LES PRINCIPES DES CALCULATRICES NUMÉRIQUES UNIVERSELLES

PAR

F.-H. RAYMOND

Chef de Travaux au Conservatoire National des Arts et Métiers
Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure de l'Armenemt
Directeur de la Société d'Electronique et d'Automatisme

1. — Avant-propos.

Cet exposé d'introduction à l'étude des machines à calculer numériques se propose de suggérer beaucoup plus que de démontrer les principes de fonctionnement de ces machines. Il sera illustré par l'examen de l'évolution des machines construites par notre société.

2. — Représentations numériques.

2.1. — Nombre et mesure.

La *notion de nombre* est à la base des mathématiques, elle est évidemment fondamentale dans le calcul numérique. Il est bien connu qu'elle s'est dégagée lentement au cours des siècles, mais on doit rappeler que la numération écrite ou parlée constitue le plus magnifique langage créé par l'homme.

C'est la *notion de mesure* qui contient le germe des procédés modernes de calcul, nous pourrions ajouter des procédés automatiques de calcul.

Aussi, il nous paraît utile, avant de pouvoir expliquer ce qu'est une Calculatrice Automatique, de reconnaître comment ces deux notions permettent la *représentation physique d'un nombre.*

On peut concevoir la mesure d'une grandeur G par un processus conventionnel, à partir de grandeurs de natures différentes. Alors à G on associe un nombre N, grâce au concept d'espèce que contient l'idée de nombre, défini par le rapport :

$$N = \frac{\text{Mesure de } G}{\text{Mesure de } G_0} \qquad (1)$$

Grâce à cette relation, les notions d'unité et d'homogénéité, qui rebutent bien des étudiants, sont « escamotées » et l'on gagne ainsi en généralité dans le domaine considéré ici. Par exemple, si G et G_0 sont des tensions électriques, on peut avoir : mesure $G = 100$ Volts, mesure $G_0 = 10$ Volts, alors on associe à G le nombre 10.

L'un des prolongements de ces considérations constitue la base universelle de ce qu'on appelle le calcul analogique (1).

2.2. — Représentations physiques d'un nombre. — Numération parallèle.

Considérons le graphisme 0,273. Cette écriture est insuffisante à définir le nombre N qu'elle représente ; il faut préciser la base de numération utilisée. Les habitudes sont si fortes qu'un nombre est toujours lu en numération décimale ; il est vrai qu'en dehors de ce cas, nous ne disposons pas du langage parlé nécessaire. Cette lacune ne devra pas néanmoins faire oublier que le langage écrit et parlé d'un nombre N repose sur des conventions et le choix d'une base de numération, désignée par B. Pour définir B, en raison de la lacune évoquée à l'instant, on utilise le plus souvent le langage de la numération décimale.

Soit un nombre N fractionnaire, dans la base B, qui se représente par l'écriture :

$$\pm\ 0,\ \beta_{-1}\ \beta_{-2}\ \ldots\ldots\ \beta_{-k}$$

chaque chiffre étant écrit et lu avec le graphisme et le mot de la convention décimale quand $B \leqslant 10$, car aucune erreur n'est à craindre dans ce cas ; mais on ne sait pas lire le nombre au travers de cette écriture, sauf pour $B = 10$. Dans cette écriture, le poids de β_{-i} vaut B^{-i}.

Un nombre entier s'écrit pareillement :

$$\pm\ \beta_k\ \beta_{(k-1)}\ \ldots\ldots\ \beta_i\ \ldots\ldots\ \beta_1$$

le poids du chiffre β_i étant B^i.

(1) Voir F.H. Raymond. « Le Calcul Analogique », Editeur La Revue d'Optique. « Les Analyseurs Différentiels Electroniques » (Exposé sur les principes fondamentaux du Calcul Analogique) (à paraître dans l'*Onde Electrique*).

Un seul symbole pourra représenter le signe : soit S ce symbole susceptible de ne prendre que deux valeurs, alors un nombre fractionnaire et un nombre entier s'écrivent respectivement :

$$S\ \beta_{-1} \ldots \beta_{-k} \text{ et } S\ \beta_k \ldots \beta_i$$

L'usage des logarithmes suggère l'écriture plus générale suivante :

$sn\ SM$ (s symbole de signe affecté à n)

qui représente le nombre :

$$(SM)\ .\ B^{sn}$$

où le point est représentatif de la multiplication.

Dans un premier type de représentation numérique discontinue à chaque chiffre β_ν (ν positif ou négatif) on associe la mesure d'une grandeur $G\nu$ dont l'indice ν est un *indice d'ordre*, ou repère explicite. Ainsi, on pourra *convenir* que G_ν représente β_ν si l'on a :

$$\frac{\beta_\nu}{B} < \frac{\text{Mesure } G_\nu}{\text{Mesure } G_0} < \frac{\beta_\nu + 1}{B} \qquad (2)$$

Si $B = 10$, la différence entre les termes à droite et à gauche de la double inégalité est égale à 0,1, donc une précision de mesure de G_ν de 10 % est suffisante pour que chaque grandeur — ou signal — $G\nu$ contienne l'information du chiffre β_ν du nombre N exprimé en numération décimale.

Mais, pour ne pas conduire à des ambiguïtés, on notera qu'il est nécessaire de définir la distance de $N\ (G_\nu)$ aux valeurs extrêmes proposées. En fait donc on pourra proposer que l'information contenue dans G_ν représente β_ν si :

$$\frac{\beta_\nu}{B} + K_1 \leqslant N\ (G_\nu) \leqslant \frac{\beta + 1}{B} - K_2$$

Dans une représentation par une grandeur mécanique l'ambiguïté évoquée est levée par le jeu des marges K_1 et K_2, par exemple, prenons une barre d'un « compteur » de machine Logabax. C'est un élément mécanique linéaire animé d'un mouvement de translation. Dix positions sont définies par dix créneaux dont la distance, bord à bord, représente $K_1 + K_2$.

Le cas de la numération binaire se présente d'une manière autrement plus simple. En effet, si $B = 2$, $\beta_\nu = 0$ ou 1. Alors la double inégalité se transforme en celles-ci :

$$Si : \frac{\text{Mesure } G_\nu}{\text{Mesure } G_0} > \frac{1}{B} \qquad \beta_\nu = 1$$

$$Si : \frac{\text{Mesure } G}{\text{Mesure } G_0} < \frac{1}{B} \qquad \beta_\nu = 0$$

On pourrait évidemment permuter les significations numériques ; la convention obtenue serait néanmoins moins commode.

Ainsi, si on peut définir deux classes ouvertes des $G\nu$ par ces deux inégalités, on peut, d'après une remarque faite plus haut, en définir deux autres par les suivantes :

$$Si : \frac{\text{Mesure } G_\nu}{\text{Mesure } G_0} \begin{cases} > k_1 : \beta_\nu = 1 \\ < k_2 : \beta_\nu = 0 \end{cases}$$

qui introduisent une notion de marge $k_1 - k_2$. La notion de mesure est devenue *qualitative* ou mieux, elle a conduit à l'*idée de classement*.

Nous avons réalisé, par ces conventions, une *représentation digitale* d'un nombre dans l'ensemble des grandeurs physiques G_ν. Le signe peut se traiter dans tous les cas comme un chiffre dans la numération binaire en faisant la convention suivante, par exemple 1 représente le signe + et 0 le signe —. La représentation est dite, en outre, parallèle, ou, en abrégé, « représentation parallèle », cela voulant dire que la connaissance d'un nombre nécessite la mesure parallèlement, simultanément ou non, d'autant de grandeurs qu'il y a de chiffres significatifs avant ou après la place de la virgule plus une grandeur pour le signe.

Si ces grandeurs varient continûment chaque fois que varie l'interprétation numérique de l'une d'entre elles par le jeu des inégalités indiquées ci-dessus, le nombre N varie : la variation de l'interprétation numérique des k grandeurs $G\nu$ conduit donc à une *suite discrète de nombres*.

La représentation numérique est donc discontinue à la fois dans son interprétation arithmétique et discontinue vis à vis de la variable temporelle (car on peut convenir que chaque fois qu'aucune inégalité n'est satisfaite, on l'interprète : « absence de nombre ») sans que les fonctions $G\nu$ soient elles-mêmes discontinues.

2.3. — Prélèvements et tests.

Mais pour bénéficier de l'avantage du caractère qualificatif évoqué, il est bien certain qu'on a intérêt à ne prendre en considération que les grandeurs G_ν qui sont *sûrement* dans les classes qui ont une signification numérique. L'idée d'un *test* s'associe à cette remarque et l'on obtient une représentation à l'abri de tout défaut si au moment d'*un test* chaque grandeur ne peut avoir une valeur hors des classes définies plus haut. En représentation binaire la marge $K_2 - K_1$ différencie nettement avec la sécurité désirable les valeurs significatives de chaque signal $G\nu$ porteur d'une information binaire. Ainsi, on est conduit à une représentation physique elle-même discontinue en relation avec l'idée de *prélèvements* ou de *tests*.

Le test sera l'opération physique de mesure de $G\nu$ et le prélèvement l'opération informationnelle correspondante, par exemple si G_ν est une tension électrique la mesure peut être réalisée à l'aide d'un voltmètre et dans les circuits d'une machine ce voltmètre est remplacé par un tube électronique ou un transistron.

L'idée de *tests* a servi intuitivement de point de départ à la *représentation dite série*, mais évidemment elle n'est pas appliquée exclusivement dans ce cas. Dans cette convention, les valeurs d'une seule grandeur testée à des instants successifs déterminés représentent les chiffres $\beta\nu$ d'un nombre. On voit la nécessité d'associer à chaque époque des tests une signification numérique en relation avec le rang du test dans un intervalle de temps contenant le signal représentatif d'un nombre.

Dans la technique des machines électroniques, comme dans celle des machines à relais, les grandeurs utilisées sont des tensions électriques (exceptionnellement des courants électriques). Du moins, les signaux servant de véhicules aux informations ; dans les cellules de mémoires, et en fonction de leur principe de fonctionnement, des signaux de natures physiques différentes sont utilisés (1).

Soit deux niveaux de référence k_1 et k_2 (fig. 1) correspondant, dans des unités convenables, à K_1 et K_2 des inégalités précédentes, *supposés stables*,

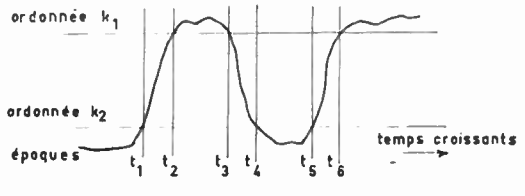


FIG. 1

nous formulons alors la convention générale suivante :

L'information binaire contenue dans v (t) est représentable par 1 *tout le temps que v est supérieur à* k_1 *et elle est représentable par* 0 *lorsque v est inférieur à* k_2.

On peut faire un pas de plus.

Le fait d'écrire, ou de dire 1 ou 0 ne signifie pas que l'information est le chiffre *un* ou le chiffre *zéro* ; le *langage binaire*, considéré comme l'expression d'une logique formelle, dans laquelle on postule le « tiers exclu » (logique binaire (2)), ne contient que deux symboles qu'il nous est loisible de représenter par 0 et 1. L'interprétation numérique qui est à la base du fonctionnement d'une machine à calculer conduit naturellement à prendre pour ces symboles ceux des chiffres *un* et *zéro*.

2.4. — Représentation série.

Nous pouvons maintenant préciser la notion de *machine série*. On est dans un mode de représentation série si on attribue à des époques récurrentes T_0, T_1 ; T_2 ..... T_{k-1} une signification binaire précisée une fois pour toutes, par exemple en *représentation numérique entière* à T_0 correspond le poids 2^0, à l'époque T_1 2^1 ..... à T_{n-1} le poids 2^{n-1}. L'indice de chaque époque peut donc être identifié avec celui de chaque chiffre $\beta\nu$.

On voit que la *division temporelle contient une information (conventionnelle) grâce à laquelle la représentation numérique est possible.*

On peut l'exprimer autrement et considérer un intervalle temporel Δ — dit cycle mineur — divisé en n intervalles égaux, dans chacun d'eux on attribue au signal qui y est contenu une signification précise. En représentation numérique, on a ainsi le graphique représenté figure 2.

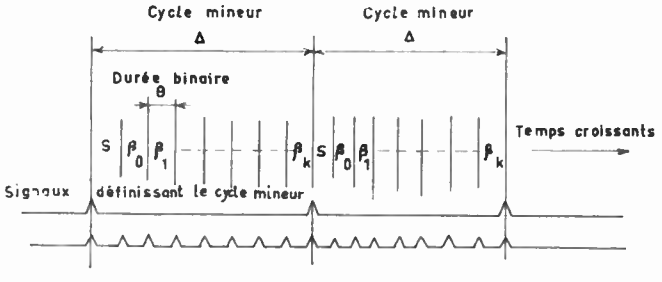


FIG. 2

Chaque laps de temps — ou période binaire — est donc référencée S, β_0 ..... β_k en convention des nombres entiers. Il est clair, par exemple, que l'addition de deux nombres au cours d'une période Δ relie la notion de *retenue*, ou de report, à la notion de décalage temporel θ, puisque ce report s'effectue d'un chiffre de poids B^t vers le chiffre de poids B^{t+1}, d'où la conséquence que l'ordre des ν croissants coïncide avec l'écoulement naturel du temps.

Il est indifférent que le signal électrique porte son information durant la totalité, ou une fraction, de chaque période θ. L'utilisation d'une technique d'impulsions est donc en relation avec la division de θ. Toute opération physique modifiant le signal ou un élément temporel de ce signal, sans en modifier la phase relativement aux tests auxquels il sera soumis dans une période binaire n'en modifie pas le contenu binaire ordonné suivant l'indice ν. On convient alors explicitement de la possibilité de plusieurs époques de *prélèvement* au cours des durées θ. Ce qui vient d'être dit conduit alors à la multiplicité des *signaux d'horloge*, synchronisée avec les débuts des cycles Δ.

Si un signal dans $\beta\nu$ n'est pas interprété comme chiffre binaire d'un nombre, nous le représenterons par $d\nu$ et l'appellerons « digit de rang ν ». Ainsi ν représente un indice d'ordre en numération parallèle et un indice de rang (sous entendu dans Δ) en numération série.

(1) Par exemple, vibrations élastiques d'un solide ou liquide (mercure par exemple) ou aimantation d'un milieu continu (tambour ou ruban magnétique) ou élémentaire (tores).

(2) Ce qui donne au mot binaire plusieurs significations, cela est assez gênant d'ailleurs, mais nous reprendrons cette discussion plus loin.

2.5. — Informations binaires et codage.

Nous nous sommes attachés à la notion de signal. Dans les machines actuelles, pour des raisons de simplicité, tous les signaux sont porteurs d'*informations binaires*. Mais les signaux traduisent, et en permettent le transfert, l'*état d'organes* physiques, lesquels peuvent être considérés comme produisant ces signaux. La représentation numérique, au sein de ces organes est dès lors le résultat de conventions qui devront être semblables à celles appliquées aux signaux émanant d'eux.

Ouvrons ici une parenthèse.

La première introduction de l'électronique dans les machines à calculer s'est faite sous la forme de *compteurs* électroniques. Elle correspondait à une transposition des organes mécaniques ou électromécaniques, et le mot compteur fut un vocable, à l'époque, mal défini. L'idée de compteur contient en réalité deux idées :

– Celle de compteur proprement dite. Si on applique à l'entrée du compteur une impulsion électrique, l'état du compteur se modifie de telle manière qu'il représente le nombre $n + 1$, son état avant l'envoi de l'impulsion étant représentatif de n. Le compteur est binaire si l'état du compteur représente n en numération binaire, un étage de compteur contient l'information β_ν.

– Celle de générateur de signal. En effet, l'état du compteur n'est utilisable dans un dispositif automatique que s'il permet la production d'un signal qui représente le nombre n grâce aux conventions exposées plus haut. Dans les applications isolées des compteurs le signal est lumineux ou géométrique – index ou roue des types – la *lecture* étant visuelle.

Considérons, à titre d'exemple, un nombre représenté en numération décimale sur une carte perforée (fig. 3) :

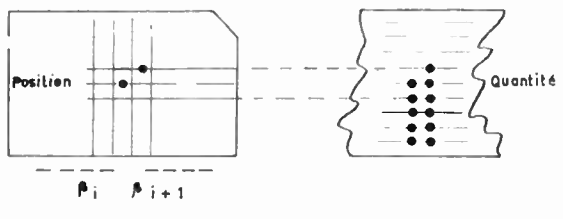


Fig. 3

Associons à la colonne contenant 4 une analyse, telle qu'elle progresse d'un pas jusqu'à ce qu'on rencontre le trou perforé sur la carte. Chaque pas donne lieu à l'émission d'une impulsion entrant dans un compteur. On doit donc dans l'exemple compter jusqu'à 4. Si le compteur utilisé est binaire, son contenu représentera 5 en numération binaire.

Si on lit le contenu de ce compteur, en numération série par exemple, on obtient le signal représentatif du chiffre 5. La lecture peut être faite en testant l'état des « bascules » du compteur binaire.

Si on teste successivement, dans l'ordre naturel des indices ν, les bascules, les signaux produits étant recueillis, aux fins de transmission, sur une connexion unique, le contenu du compteur est traduit en représentation série ; si chaque test s'associe à une voie distincte de transmission on est en représentation parallèle.

C'est donc la structure interne du compteur qui définit le mode de représentation en relation avec le choix de la base B : son fonctionnement traduit, par des connexions convenables, le dénombrement des impulsions qu'il reçoit conformément aux langages arithmétiques pour la base B choisie. Rien ne s'oppose à ce que sa structure soit à base d'éléments binaires et il est bien connu comment on réalise des « compteurs décimaux ».

Revenons à l'exemple de la carte perforée.

On peut dire que la représentation sur la carte est une représentation décimale en position, équivalente à une représentation en quantité (figure de droite ci-dessus) où tous les trous jusqu'à celui porté dans la ligne 5 auraient été perforés.

Un nombre est donc, grâce au compteur binaire, représenté en numération dite *décimale codée* dans laquelle chaque chiffre décimal est représenté en binaire, un compteur est donc nécessaire par chiffre décimal, ou bien il est utilisé successivement pour prélever le contenu de la carte colonne par colonne, c'est-à-dire chiffre par chiffre.

On voit aisément que pour écrire un chiffre décimal il faut au moins quatre informations binaires. Il y a perte d'*informations* dans le rapport 6/16. Le compteur devient décimal si la combinaison 1 0 0 1 produit le retour automatique à 0 0 0 0 (c'est la manière la plus simple si on représente en numération binaire les *nombres* 0, 1... 9, mais il existe d'autres manières de transposer un compteur binaire en une décade).

On peut, sans difficultés, convenir d'une règle arbitraire pour associer à chaque chiffre décimal une combinaison de symboles binaires qui n'ont plus alors une signification numérique. Cela revient à classer différemment les 16 combinaisons possibles des quatre symboles – ou digits – binaires. Nous aurons l'occasion de revenir sur ces conventions, et d'autres, en relation avec la manière d'exécuter des opérations de calcul (1).

Le code n'est jamais choisi au hasard, mais en fonction d'une règle de traduction. Si on attribue à β_0, β_1, β_2 et β_3 les nombres, 4, 2, 2 et 1, une règle de traduction est alors la suivante : un chiffre décimal est égal à $4\,\beta_0 + 2\,\beta_1 + 2\,\beta_2 + 1\,\beta_3$, chaque symbole représenté par β_i valant alors l'unité.

Nous avons insisté sur la différence entre l'*état* d'un système et le *test* de cet état, faisant ainsi apparaître que deux natures de choix s'attachent à la réalisation des machines à calculer : le choix de la *technique*, réalisation du système physique, d'une part, et le choix des procédés de test du système physique, conduisant à la notion de *signaux porteurs de l'information* ainsi *prélevée* dans le *système physique*.

Enfin, un système de conventions permet d'associer à un symbole porteur d'une information définie un groupe d'informations binaires.

Soit n le nombre d'informations binaires, on peut former 2^n combinaisons distinctes auxquelles on fera correspondre des symboles ou caractères du langage écrit et parlé. Si K est le nombre de caractères à « coder » de la sorte le nombre de digits est l'entier n le plus voisin de $\log_2 K$. La différence $n - \log_2 K$ indique la perte d'information et la « redondance » est alors, en pourcentage, $\dfrac{n - \log_2 K}{\log_2 K}$: c'est la redondance γ au sens de Shannon.

Examinons comment – mais dans les principes seulement – on peut mettre à profit γ pour réaliser une correspondance entre notre langage et le code de représentation dans la machine où une, deux ou plusieurs erreurs de traduction seraient détectables et même « corrigeables ». Nous représenterons par un point, dans l'espace $\mathcal{E}_n$ à n dimensions, de coordonnées d_ν (0 ou 1) un *mot* de n digits (2).

Le cas $n = 3$ permet une visualisation facile.

Si $K = 2^3$ on peut représenter un chiffre d'un nombre exprimé dans la base $B = 8$ avec une redondance nulle, la règle de correspondance peut par exemple être l'écriture binaire de chaque nombre, inférieur à 8, représenté par le chiffre à traduire ; on a ainsi le tableau ci-dessous :

Code binaire	000	100	010	110	001	101	111
Ecriture conventionnelle	1	2	3	4	5	6	7

Si x_1, x_2, x_3 sont les coordonnées de chaque point dans $\mathcal{E}_n$ les sommets du cube sont représentatifs des chiffres 1, 2... 7. Par exemple (fig. 4) les coordonnées du sommet référencé 7 sont : $x_1 = 1$, $x_2 = 1$, $x_3 = 1$.

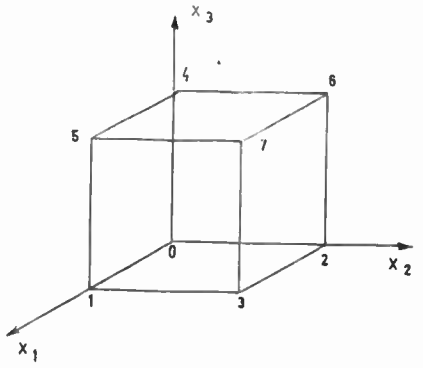


Fig. 4

Prenons maintenant $B = 4$, $n = 2$ et si la redondance choisie est 50 % on prendra $n = 3$.

On peut donc associer au choix à 3 des sommets du cube les chiffres 0, 1, 2, 3.

(1) L'examen des procédés de calcul ne sera pas fait dans cet exposé

(2) n sert de mesure en logons, à la quantité d'information contenue dans les $2n$ combinaisons, $\log_2 K$ est la quantité d'informations à coder. Si $K = 10$ (numération décimale) $\log_2 10 = 3{,}3$, donc la perte d'informations avec $n = 4$ est de 0,7 logons.

On va plus loin si, au lieu d'une perspective, on regarde la figure comme celle d'une graphe. On peut de la sorte traiter plus aisément les cas $n > 3$. Dans la théorie des graphes [1] on appelle *distance* entre deux sommets le nombre le plus petit de côtés qui les séparent [1]. Par exemple, la distance des points référencés 1 et 7 est 2 (soit dij la distance entre deux symboles i et j). On peut réaliser un code permettant de détecter une erreur de traduction si la convention qui associe les symboles aux groupes d'informations binaires est définie compte tenu d'une loi simple pour la distance entre deux mots binaires quelconques.

En se référant à la figure 5 ci-dessous les sommets dont la distance est 2 – placés en opposition sur chaque face du cube – sont au nombre de 4.

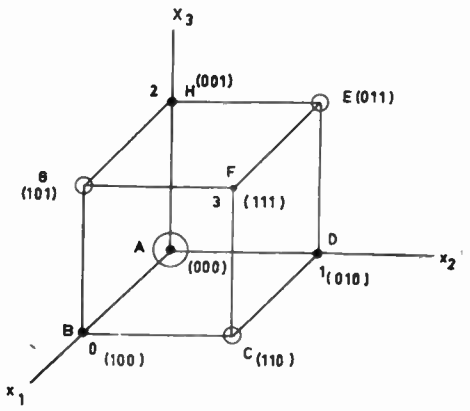


FIG. 5

Arbitrairement, on les associe aux chiffres 0, 1, 2 et 3. Il y aura plusieurs manières, faciles à dénombrer, de réaliser le codage en respectant la règle de distance $d_{ij} \geqslant 2$. On a deux groupes de trois sommets, donc deux groupes distincts de 3 codes. Les deux groupes de sommets sont évidemment placés dans des diagonales du cube, ce qui veut donc dire qu'un code du premier groupe est l'opposé ou le permuté d'un code du second groupe.

La figure représentée conduit aisément aux divers codes possibles au nombre de trois.

La propriété $d_{ij} \geqslant 2$ exprime que deux sommets d'une même face du cube diffèrent par les coordonnées relatives aux axes qui lui sont parallèles. D'une autre manière donc, le passage d'un code au suivant s'obtient en modifiant au moins deux digits, et seulement deux digits lorsque les mots du code sont classés dans l'ordre naturel associé aux chiffres 0, 1, 2... 9 (code fondamental). Le système adopté permet de découvrir une erreur de traduction.

Bien entendu, deux erreurs conduisent à un code qui a une signification. Le système est donc capable de découvrir *une seule erreur* binaire et ne permet pas de rétablir le code correct.

Soit maintenant $B = 2$; $\gamma = 100\ \%$. On peut choisir $d_{ij} \geqslant 3$, dès lors une erreur et une seule modifie d_{ij} de une unité et le mot erroné est à la distance 2 de tous les mots du code sauf celui qui porte l'erreur dont on est séparé par la distance unité.

On voit qu'il y a quatre manières de choisir deux sommets (situés sur des diagonales du cube) et pour chacun deux codes possibles.

Le fait que $d_{ij} \geqslant 3$ et que $n = 3$ revient, en modifiant simultanément les 3 digits à prendre le permuté. Ceci est un cas singulier.

Le codage permet :

– *De corriger une erreur*, en effet soit le mot 1 0 1 (premier code) les points qui ne sont distants que de une unité sont obtenus en modifiant un seul digit, d'où :

101 ⟶ 111 ⟶ réponse correcte

001, 100] n'ont aucune signification dans le code choisi.

– *De détecter deux erreurs*, sans pouvoir les corriger ; par exemple 100 qui contient deux erreurs (soit 111 ⟶ 100) ne peut être corrigé, car s'il ne contenait qu'une erreur l'information exacte serait le chiffre binaire 0 et non 1.

Le cas $n = 3$ rend intuitif le développement d'une théorie qui peut être construite dans le cas général avec le secours de la géométrie des graphes.

Pour construire le graphe correspondant au cas $n = 4$, on utilise la propriété que la distance (au sens de cet exposé) entre deux sommets placés sur une même arête de l'hypercube est égal à un (fig. 6). Bien entendu, la notion d'angle disparaît et l'on peut déformer comme on le désire la figure.

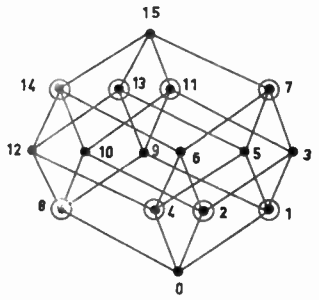


FIG. 6

Si on utilise un code de représentation dans lequel d_{ij}, pour deux chiffres β_i et β_j consécutifs est égal à 2 (convention $d_{ij} \geqslant 2$) on peut prendre, par exemple, les points cerclés sur la figure 7 ci-dessus. Le code est alors le suivant, pour 8 combinaisons :

Code numérique base 8	Ecriture conventionnelle
0 0 0 1	0
0 0 1 0	1
0 1 0 0	2
1 0 0 0	3
1 1 1 0	4
1 1 0 1	5
1 0 1 1	6
0 1 1 1	7

FIG. 7

Si on se reporte au graphe du cas $n = 3$ ou à la représentation perspective du cube, on a les trois codes de base suivants:

chiffres / bases	$B = 8$	$B = 4$	$B = 2$
0	000	000	000
1	100		
2	010		
3	110	110	
4	001		
5	101	101	
6	011	011	
7	111		111

Plus généralement, si la distance dans $\mathcal{E}_n$ de deux points quelconques d'une suite choisie pour représenter les K nombres 0, ... $K - 1$, classés dans l'ordre naturel, est U, les mots binaires utilisés forment un sous espace dans lequel deux points quelconques sont distants entre eux de U. Pour deux mots binaires i et j : $d_{ij} \geqslant U$. S'il intervient *une* erreur sur le mot M_i figuré par le point A_i, on obtient le point erroné M'_i distant de M_i de une unité et distant de tous les autres de $U - 1$. On voit immédiatement qu'on peut détecter une erreur conduisant à un point distant de α de A_i à condition que :

$$U - \alpha \geqslant 1$$

donc le nombre d'erreurs détectables est au plus $U - 1$.

---

(1) Voir les travaux de Sainte-Laguë par exemple.
Si A et B sont deux points dans $\mathcal{E}_n$ (c'est-à-dire deux sommets du cube) la distance $d(A, B)$ telle qu'elle vient d'être définie, définit un espace doué d'une métrique, car :

$d(A, B), = d(B, A) > 0$ si $A \neq B$
$d(A, A) = 0$
$d(A, B) + d(B, C) \geqslant d(A, C)$

Un code tel que $d_{ij} \geqslant 1$ permet donc de découvrir l'existence de $U-1$ erreurs ; mais on pourra *corriger* une erreur, deux erreurs, et au maximum $\frac{U}{2}-1$ (si U est pair) ou $\frac{U-1}{2}$ (si U est impair), puisqu'alors le mot erroné reste voisin du mot à découvrir pour corriger les erreurs.

On peut donc dresser le tableau ci-dessous :

d_{ij} *minimum*	Possibilités de *détection*	Possibilités de correction d'erreurs
1	aucune	aucune
2	1 erreur	
3	2 erreurs	1 erreur
4	3 erreurs	1 erreur
5	4 erreurs	2 erreurs

2.6. — Généralisation ou codage d'informations non numériques.

Nous ne pouvons exposer ici tous les aspects du problème. L'augmentation de la redondance permet une protection, et une correction de une, deux erreurs binaires, mais elle conduit à une augmentation du risque des erreurs multiples, le calcul des probabilités nous informerait précisément sur la probabilité des codes corrects lorsque n est plus grand que l'inverse de la probabilité d'une erreur. Mais une étude pour être utile, doit en cette matière, se référer à l'analyse des causes d'erreurs et ceci nous conduirait à de longs développements en rapport avec les propriétés des systèmes techniques utilisés.

Il est évident qu'à un groupe de n digits, on peut faire correspondre un symbole quelconque de notre langue ou même un mot.

Considérons le cas des symboles de l'alphabet, l'alphabet correspond à une quantité d'informations de $\log_2 26 = 4.70$ logons, donc $n = 5$ est le nombre de digits minimum.

Le choix de la correspondance – ou du code – entre un groupe de cinq digits et une lettre est fait en fonction de la nature des opérations à effectuer (1). Dans un système de transmission pure, compte tenu de la fréquence des lettres, bigrammes, trigrammes, etc... on choisit le code afin que les signaux transmis – sous forme d'impulsions par exemple – correspondent pour une série de mots ou de phrases à une cadence moyenne des impulsions qui soit minimum et voisine de la probabilité 1/2, si les impulsions étaient transmises au hasard. On peut, dans l'ensemble d'un message ou d'un mot, minimiser les chances d'erreurs si celles qui affectent une lettre conduisent, à la traduction, à une lettre qui a très peu de chances d'être associée avec celles qui la précèdent et la suivent. Dans une langue donnée appelant C_{ij} la perte de signification lorsque la lettre i est remplacée par la lettre j dans un mot (si on considérait un message, C_{ij} serait notablement inférieur, les fautes d'orthographe ne diminuant pas, ou peu, le contenu informationnel, mais ce cas est assez éloigné des machines à calculer, sauf dans certaines applications) le problème général peut s'énoncer sous une forme telle que la suivante.

Il consiste à rechercher le code ayant le *minimum de confusion*. Soit un mot binaire m de n digits qui correspond à la lettre i. Si on change 1, 2... digits, il représente alors les lettres j, k...

Considérons une seule erreur.

Selon le digit erroné, la lettre devient $j_1 \ldots j_n$.

On pourra choisir le code de manière que :

$$\sum_{\alpha=1}^{n} C_{ij_\alpha} \qquad \text{soit minimum.}$$

Pour deux erreurs, on aura pareillement $\sum_{\beta} C_{ij_\beta}$ le nombre de β étant égal au nombre de combinaisons de 2 digits parmi n, nombre bien connu.

Si finalement ρ_ν est la probabilité de ν digits erronés un code optimum pourra être établi afin de rendre minimum l'expression :

$$\sum_{\nu} \left(\rho_\nu \sum C_{ij_{\beta,\nu}}\right) \qquad (\nu = 1, 2, \ldots n)$$

William H. Kautz (2) prend une mesure numérique de C_{ij} qui utilise la plus simple connaissance des propriétés statistiques du langage.

Soit P_{ih} la probabilité d'une paire de lettres h et j lorsqu'on donne la lettre h dans le langage considéré (français ou anglais par exemple). Si une erreur remplace la paire $h\,i$ par la paire $h\,j$ la confusion peut être mesurée par :

$$C_{ij} = \sum_h P_{hi} \cdot P_{hj}$$

2.7. — Contrôle de parité.

Supposons un ensemble de nombres écrits en numération binaire. On donne les suites suivantes caractérisées, la première par un digit égal à 1 de rang zéro, la deuxième par le digit 1 de rang 2, etc...

1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, ...
2, 3, 6, 7, 10, 11,
4, 5, 6, 7, 12, 13, 14, 15, 20,
8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 24, ...
16, ...

La place du nombre dans l'une ou plusieurs de ces suites peut être indiquée par un digit 1 dont le rang dans l'écriture binaire du nombre est le numéro d'ordre de cette suite. Le digit considéré est appelé de « parité d'ordre p », en fait il désigne le premier nombre 2^{p-1} de la suite à laquelle il se réfère. Si donc on combine avec les n digits porteurs de l'information numérique exprimée en numération binaire, α digits dont le rang et la valeur 1 indiquent la série, ou les suites précédentes dans lesquelles est présent le nombre on réalise un système de contrôle qui, si α est composé d'un nombre suffisant de digits, permet de corriger une erreur dans le contenu de n digits. En particulier R.W. Hamming a fait l'étude des possibilités de ces codes (1).

Généralement, on se contente, pour des raisons techniques, d'indiquer l'appartenance à la première suite : celle des nombres impairs. On obtient alors une règle de contrôle très simple si on définit deux suites, l'une par un nombre pair de digits unité, l'autre par un nombre impair, alors le digit d'appartenance est $\Sigma\, d_i$ (mod. 2) des digits du nombre :

Suites pour digit de parité 0 et 1 :

0 : 3, 5, 6, 9, 10, 12, 15, 17, 18 .....
1 : 1, 2, 4, 7, 8, 11, 13, 14, 16, 19 ...

Le système permet de détecter une seule erreur, donc il ne permet pas de la corriger.

Le système est d'ailleurs plus général, si un code associé à n digits des symboles S_1, S_2 ..... S_N, $N = 2^n$, le mot binaire est formé de $n+1$ digits de manière que :

$$\sum_{i=1}^{n+1} d_i = 0 \text{ (mod. 2).}$$

Cette règle de contrôle en raison de sa simplicité est généralement utilisée dans les machines à calculer modernes.

(1) Voir par exemple conférence de M. Linsman au Congrès International de l'Automatique (CNAM – 18 au 24 juin 1956).

(2) W. H. Kautz « Optimized data encoding for digital computess » Convention Record of the I.R.E. 1954, National Convention, Part. 4 « Electronic Computers and Information Theory », page 47-57.

(1) Hamming R.W. « Error detecting and error correcting coder ». Bell system Technical Journal, 29, 147-160 (April 1950).

3. — Eléments de la structure d'une machine à calculer automatique.

3.1. — Introduction.

Nous avons expliqué comment des grandeurs physiques permettent la représentation d'informations au sein d'un ensemble complexe appelé une machine : la notion abstraite de nombre est ainsi devenue pour la machine à calculer automatique une matière première sous la forme de signaux électriques. Nous avons également souligné le fait fondamental que l'information contenue dans ceux-ci pouvait être tout ce que l'on veut en dehors des nombres.

Comment la machine traite-t-elle ces signaux ? Comment effectue-t-elle sur eux des opérations afin de fabriquer ainsi elle-même de nouveaux nombres grâce auxquels elle pourra progresser dans l'exécution d'un travail. Telles sont les questions auxquelles nous allons répondre.

On pourrait concevoir une machine à calculer classique dotée d'organes convenables capables de recevoir ou d'émettre des signaux électriques. C'est par exemple le cas de nombreuses machines électrocomptables constituées fondamentalement d'un clavier de machine à écrire, ou analogue, et d'une machine à calculer dite de bureau, les informations allant de l'une à l'autre grâce à des connexions électriques répétant les positions d'organes. Un tel point de vue est vite limité et en le signalant nous voulons insister sur le fait qu'il est à la fois plus général et plus commode de repenser la machine à calculer elle-même en relation avec l'automaticité de son fonctionnement, car l'automatique et le calcul y sont intimement mêlés. Historiquement, les choses se sont passées différemment, mais on retiendra des étapes intermédiaires parcourues — souvent sans autre résultat qu'un enseignement négatif — qu'elles ont été inspirées par le travail humain aidé de machines. Pour cela, le passage du concret à l'abstrait est nécessaire, mais il nous faut revenir sur les conventions exposées tout à l'heure ; non pas qu'il faille les modifier, elles sont suffisantes pour représenter un nombre ; il faut les compléter afin de rendre possible des opérations sur les nombres qui se traduiront dans la machine en opérations sur des signaux. En d'autres termes, l'automatique devra procurer à la machine un langage traduisant le langage de l'arithmétique, base du calcul numérique humain.

Le passage de l'abstraction — code binaire — au concret s'est fait par la notion d'appartenance d'une grandeur physique à une classe. Ainsi peut-on résumer en disant que si la mesure d'une grandeur — au sens précisé — appartient à une classe, l'information portée par cette grandeur est un symbole de cette classe. Le langage binaire avec deux symboles n'exige donc que deux classes dans lesquelles entreront toutes les opérations effectuées sur des mots et plus spécialement sur des nombres.

3.2. — Addition dans des classes.

L'addition de deux grandeurs G et G' associe à $N(G) + N'(G') = N''$ la grandeur G'' telle que $N'' = N''(G'')$.

Supposons limitée aux nombres positifs l'addition de deux grandeurs, alors on en déduit immédiatement les règles d'appartenance suivantes (1) :

$$\text{Si :} \begin{cases} G \text{ et } G' \in C_1 \text{ ou } C_0 \text{ alors } G'' \in C_1 \text{ ou } C_0 \\ \left.\begin{array}{l} G \in C_1 \,,\; G' \in C_0 \\ G \in C_0 \,,\; G' \in C_1 \end{array}\right\} \text{ alors } G'' \in C_1 \end{cases}$$

Si le signe de chaque grandeur est celui du nombre qui lui est associé, les conventions exposées dans le paragraphe 2. — doivent être complétées (choix d'une origine $G = O$ ou $N(G) = O$ convenable) en réalisant les opérations physiques d'addition uniquement sur des grandeurs positives, ou mieux si les valeurs $N(G) < O$ comptent pour zéro.

On complétera donc la convention de représentation digitale par les valeurs choisies pour les *seuils* k_1 et k_2 en relation avec les phénomènes physiques utilisés.

De la sorte, les cas d'ambiguïté :

$$\text{Mesure } G \begin{matrix} > m_1 \\ < m_2 \end{matrix} \text{ et mesure } G' \left\{ \begin{matrix} < m_1 \\ > m_2 \end{matrix} \right. \text{ mesure } G''$$

non précisée, sont levés.

Associons à G, G' et $G + G'$ les informations binaires x, y et S respectivement. Les quatre cas considérés conduisent alors au tableau suivant :

x	y	S Somme ou réunion
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

Ainsi, il est assez naturel que l'on ne puisse distinguer les quatre combinaisons possibles de x et y autrement qu'en les groupant en deux classes. L'opération S peut être symbolisée par l'écriture suivante :

$$S = S(x, y) = x \cup y \qquad (1)$$

qui se lit S égal x ou y, ou encore S égal x plus y, sous entendu dans une algèbre particulière : La première expression relève de la logique : S appartenant à la classe repérée 1, si l'un ou l'autre, ou les deux, des symboles x et y appartiennent à cette classe.

(1) L'écriture $G \in C_1$ ou C_0 signifie que G appartient à la classe C_1 ou C_0 c'est-à-dire que l'information binaire portée par G est 1 ou 0 respectivement.

3.3. — Produit dans des classes.

Soit maintenant G'' la grandeur produit de G et G' (au sens qui a été précisé dans le chapitre précédent), c'est-à-dire telle que :

$$\frac{\text{Mesure } G''}{\text{Mesure } G_0} = \frac{\text{Mesure } G}{\text{Mesure } G_0} \times \frac{\text{Mesure } G'}{\text{Mesure } G_0} \qquad (2)$$

La règle de multiplication conduit alors immédiatement au tableau ci-dessous :

a) Si $G \in G_1$, $G' \in C_1$ alors sûrement $G'' \in G_1$

b) Si $G \in C_0$, $G' \in C_1$ } on a des cas ambigus.

c) $G \in C_1$, $G' \in C_0$ }

d) Si $G \in C_0$, $G' \in C_0$

Si le cas *d*) est déterminé par la convention $G'' \in C_0$ en relation avec une loi physique convenable, on est conduit, dans l'opération produit en respectant le signe des signaux contenus dans C_0, à associer aux cas *b*) et *c*) la classe C_0 elle-même.

D'une autre manière, on aura :

Mesure $G'' > m_1$ si mesure G et mesure $G' > m_1$

Mesure $G'' < m_2$ si mesure G ou mesure $G' < m_1$

ce qui s'obtient si l'opération produit (2) ne s'exécute que pour des grandeurs positives. On a donc le tableau :

x	y	P Produit ou intersection
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

qui se lit : $p = 1$ si x et y sont égaux à 1 ; ce tableau est celui de la multiplication de l'arithmétique binaire, on peut donc écrire : $p = x \,.\, y$.

Il y a sans doute intérêt à distinguer l'opération effectuée sur les classes C_0 et C_1 qui est contenue dans l'expression : p est dans C_1 si x et y sont eux-mêmes dans C_1, sinon $p \in C_0$, de l'opération arithmétique $p = x \,.\, y$.

On écrira la première :

$$p = x \cap y \qquad (3)$$

Abandonnons maintenant le concret. Cela nous est possible puisque les deux opérations d'addition et de produit effectuées sur des grandeurs physiques se traduisent par les deux opérations S et P effectuées sur les symboles bivalents x et y.

L'opération (3) est d'une grande utilité. Une machine à calculer met en œuvre, un peu comme dans un central téléphonique, des commutations. L'opération caractérisée par la relation (3) réalise une commutation. En effet, si x est le signal de commutation (ou sa traduction binaire pour être plus correct) et y le signal à commuter, p est bien identique à y tout le temps que $x \in C_1$, c'est-à-dire que $x = 1$ représente la décision d'établir la commutation.

On représente cela par la figure ci-dessous :

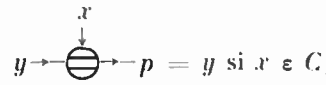


Figure 7

« porte » (gate en anglais)

Ce schéma correspond au tableau ci-dessus, déduit de manière évidente du tableau précédent :

x	y	P
1	0	0
1	1	1
0	0	0
0	1	0

Donc $P = y$ si $x = 1$

$P = 0$ si $x = 0$

3.4. — Dépendance fonctionnelle.

La dépendance d'une variable binaire f par rapport à une autre x s'établit aisément. Ou bien $f = x$, ou bien f a la valeur opposée à celle de x : cette propriété est exposée dans le tableau ci-dessous :

x	f_1	f_2
0	0	1
1	1	0

On les notera :

$$f_1 \equiv x \qquad f_2 = \overline{x}$$

qui se lisent respectivement :

f_1 égal ou identique à x, et

f_2 égal au complémentaire ou au transposé de x.

Il est commode d'avoir recours aux représentations géométriques (fig. 8). Si on considère un point P de coordonnées x et y dans un plan (avec référence à des axes Ox, Oy orthogonaux ou non) chaque combinaison de valeur 0 et 1 des variables

binaires x et y correspond à l'un des quatre points P_0, P_1, P_2, P_3 (l'indice donne son rang exprimé en décimal, ses coordonnées formant le nombre binaire qui lui est égal, c'est une règle commode).

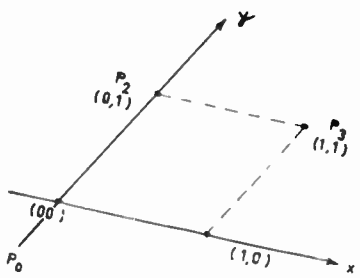


FIG. 8

La notion de fonction s'établit par une dépendance entre la valeur d'une grandeur binaire f et les points $P\nu$ ($\nu = 0, 1, 2, 3$).

Ainsi la dépendance de S avec x et y qui correspond à la notion d'addition, notion qui a été puisée dans un concept physique, s'établit par le tableau ci-dessous :

Point dans ε_3	Valeur de $f_1 \equiv S$	Valeur de $f_2 \equiv P$	f_3	f_4
P_0	0	0	1	1
P_1	1	0	0	1
P_2	1	0	0	1
P_3	1	1	0	0

et pareillement pour le produit (colonne du milieu du tableau ci-dessus). Dans l'espace à trois dimensions on est conduit à une représentation ponctuelle et il est évident qu'on peut associer aux quatre points P_0 ..... P_3, 2^4 combinaisons des valeurs binaires, donc définir ainsi 2^4 fonctions distinctes de deux variables binaires x et y.

Quatre parmi elles sont remarquables : les deux désignés S et P précédemment et celles définies par les deux dernières colonnes du tableau ci-dessus (1).

On passe de la colonne S à la troisième f_3, en permutant 0 et 1 ; pareille remarque s'applique aux seconde et quatrième colonnes de sorte qu'il n'y a bien que deux fonctions remarquables.

Nous rappelant ce qui précède, on a donc :

$$\overline{f_3} = f_1 \qquad f_3 = \overline{f_2}$$

la notation valant pour chaque valeur des fonctions associées entre elles par ces deux relations.

Remplaçons x par $v = \overline{x}$. Alors on aura le tableau suivant :

Point dans v, y	f'_2	Point correspondant x, y
P_0	0	P_1
P_1	0	P_0
P_2	0	P_3
P_3	1	P_2

d'où la fonction de x et y :

P_0	0
P_1	0
P_2	1
P_3	0

On a écrit $f_2 = x \cap y$, dès lors $f'_2 = \bar{x} \cap y$. On formerait de même $\bar{x} \cap \bar{y}$ et $\overline{\bar{x} \cap \bar{y}}$.

Ainsi toute fonction de deux variables binaires sera réductible à une combinaison du type « réunion de produits ».

Si on considère la fonction f_3 elle s'associe à un classement différent des points P_0, P_1, P_2, P_3 dans $\mathcal{E}_3$; on a immédiatement (1) :

$$f_3 \triangleq \bar{x} \cap \bar{y}$$

or :

$$f_3 = f_1$$

donc :

$$f_1 = \bar{x} \cap \bar{y}$$

d'où l'identité fondamentale :

$$\bar{x} \cap \bar{y} = \overline{x \cup y} \qquad (4)$$

La relation qui vient d'être établie peut s'écrire encore :

$$\overline{\bar{x} \cap \bar{y}} = x \cup y$$

Cette identité est parfois appelée théorème de DE MORGAN (2).

On remarque aisément que l'opération de complémentarité (ou opération barre dans le jargon des Ingénieurs des machines) n'est pas distributive par rapport à l'addition et à la multiplication.

Considérons à nouveau l'espace $\mathcal{E}_n$.

Un point $P \in \mathcal{E}_n$ a pour coordonnées : x_1 ..... x_i ..... x_n de valeurs 0 ou 1. Nous avons donc 2^n points possibles qu'on peut numéroter de 0 à 2^n-1, le point P_0 étant l'origine des coordonnées dans $\mathcal{E}_n$. Si dans cet espace, on est conduit à définir une métrique, on prendra celle utilisée dans le paragraphe 2. —

(1) Plus évidemment celles qui attribuent à P_ν, $f = 1$ ou 0 quel que soit ν fonctions indépendantes de x et y.

(1) $\triangleq$ se lit « égale par définition ».

(2) On peut généraliser cette propriété et obtenir ce que Claude SHANNON appelle le théorème généralisé de DE MORGAN.

Il s'énonce de la manière suivante :

Le complément d'une fonction booléenne de variable x_1 x_2... s'obtient en remplaçant chaque variable par son complément et en permutant les signes « intersection » et « union ».

Une fonction booléenne des x_i est une fonction de point. A chaque point P_ν correspond une valeur — 0 ou 1 — de la fonction $f(x_i)$ ou $f(P)$. Si, nous inspirant de la géométrie analytique, nous considérons l'espace à $n + 1$ coordonnées (contenant $\mathcal{E}_n$ comme sous-espace) : $x_1 \ldots x_i \ldots x_n$, f, la correspondance $f(P)$ définit donc 2^n points dans cet espace qui représentent la fonction f.

A un point P_ν, on associe plusieurs notions.

Celle de repère ν. L'ensemble, formant un mot binaire, des coordonnées $x_1 \ldots x_n$ de ce point en numération binaire est égal à l'indice numérique ν ($\nu = 0, 1, 2 \ldots 2^n - 1$).

Désignons par f^ν la valeur de la fonction au point P.

$$f^\nu \triangleq f(P_\nu)$$

A un point P_ν on attribue un produit booléen p_ν de telle sorte que $p_\nu \equiv 0$ pour une combinaison de valeurs de x_i différente de celle qui définit P_ν.

On a alors l'identité :

$$f^\nu \cap p_\nu = f(P_\nu)$$

Pour former p_ν on considère les coordonnées x_i^ν ($i = 1, 2 \ldots n$) de P_ν et on forme leur produit booléen en remplaçant par la permutée toute coordonnée égale à 0.

Par exemple soit dans $\mathcal{E}_3$ le point P_3, ses coordonnées sont :

1 1 0

le produit p_3 est $1 \cap 1 \cap \overline{0}$ ou $x_1 \cap x_2 \cap \bar{x}_3$.

Ainsi si $f^\nu = 1$, on a :

$$f(P_\nu) = 1 \cap p_\nu$$

Sinon :

$$f(P_\nu) = 0 \cap p_\nu$$

On peut appeler composante de $f(P)$ la variable booléenne f^ν et *coordonnée* le produit p_ν.

Il est clair que $p_\nu \cap p_\mu = 0$ si $\nu \neq \mu$, $= 1$ si $\nu = \mu$.

Dressons donc pour la fonction f considérée le tableau des valeurs qu'elle prend aux points P_ν de $\mathcal{E}_n$:

Point	Valeur de f	
P_0	f^0	
P_1	f^1	
.	.	
.	.	
P	f	$N = 2^n - 1$
.	.	
.	.	
P_N	f^N	

$$f^\nu = 0 \text{ ou } 1.$$

La fonction $f(P)$ ou $f(x_1, x_2 \ldots x_n)$ est donc la réunion de ses valeurs f^ν :

$$f = f^1 \cap p_1 \cup f^2 \cap p_2 \ldots$$

ce qui peut s'écrire :

$$f = \sum_{\nu=0}^{N} f^\nu \cap p_\nu$$

En effet, si on multiplie par p_μ :

$$p_\mu \cap f = \Sigma\, p_\mu \cap f^\nu \cap p_\nu = \Sigma\, f^\nu \cap (p_\mu \cap p_\nu) = f^\mu$$

qui signifie qu'au point P_μ où $p_\mu = 1$, le produit de la valeur de la fonction f par p_μ est égal à sa valeur en ce point : c'est bien la définition de f^μ.

Pour n variables binaires, une fonction possède 2^n composantes donc on peut former 2^{2^n} fonctions booléennes distinctes. Le tableau ci-dessous donne une idée de la difficulté de définir les propriétés de ces fonctions pour $n > 4$ ou 5.

Nombre de variables	Nombre de points P_ν	Nombre de fonctions
2	4	16
3	8	256
4	16	65 536
5	32	> 4 milliards

(*à suivre*)

Table des chapitres de cette étude qui seront publiés dans les prochains numéros :

3. — Eléments de la structure d'une machine à calculer.

3.3 Généralisation formelle.

3.6 Retour au concret ou relations entre la structure de représentation digitale et l'algèbre de Boole.

4. — Qu'est-ce qu'une calculatrice automatique ?

4.1 Concept général.

4.2 Exemple de l'évolution des calculatrices C.A.B. de la S.E.A.

CALCULATEUR ÉLECTRONIQUE GAMMA A TAMBOUR MAGNÉTIQUE

La Compagnie des Machines BULL produit actuellement un nouveau calculateur électrique à tambour magnétique, dénommé GAMMA A.E.T.

Il est composé de la machine GAMMA standard connectée à une Armoire Extension Tambour.

Le but recherché n'était pas seulement d'augmenter la capacité de mémoire du GAMMA standard, ce qui aurait permis l'enregistrement soit très de longs programmes, soit de nombreuses données de calcul, mais plus encore d'avoir la possibilité de modifier les instructions du programme après l'introduction de celui-ci dans la machine et la formulation des calculs. Un tel ensemble réalise des moyens de calculs suffisamment puissants pour traiter des problèmes, tels par exemple qu'il s'en pose dans la gestion des entreprises, ou la recherche opérationnelle.

I. — Description du gamma A.E.T.

1. ORGANISATION GÉNÉRALE ET MÉMOIRES.

Le calculateur électronique GAMMA est un calculateur arithmétique qui a été conçu pour travailler en connexion avec une machine à cartes perforées : tabulatrice ou reproductrice.

Il reçoit de ces machines des signaux électriques représentant les données des calculs lues sur des cartes, effectue des calculs conformément aux instructions successives d'un programme préétabli et retourne les résultats aux machines de départ pour qu'elles les expriment soit imprimées sur un état dans le cas de la tabulatrice soit perforées sur des cartes, à côté des données, dans le cas de la reproductrice.

Dans les circuits internes du calculateur GAMMA un nombre est représenté par une succession continue d'impulsions qui se déplacent sur un conducteur unique les unes après les autres avec une fréquence de 280 kHz. Les impulsions circulent par trains de 48 impulsions. Chaque train qui porte le nom de «mot» est organisé en 12 groupes successifs de 4 impulsions.

Dans chaque groupe les impulsions sont présentes ou virtuelles et les images ainsi formées se prêtent à 16 combinaisons différentes (2^4) permettant d'exprimer 16 symboles distincts, 10 d'entre eux serviront à représenter les chiffres décimaux, les 6 autres à des notations conventionnelles.

Dans un mot il n'est pas nécessaire que les 12 groupes ou symboles successifs (par exemple 12 chiffres s'il s'agit de données numériques) appartiennent au même facteur. Plusieurs facteurs, de longueur quelconque, indépendants, peuvent figurer côte à côte dans le même mot, à condition naturellement que le total des symboles n'excède pas 12. Ce fractionnement des mots à volonté porte le nom de « splittage » et constitue une caractéristique très importante particulière au calculateur GAMMA.

Le grand avantage du splittage est de permettre une utilisation totale de la capacité des mémoires. Chaque place d'une mémoire peut être employée à titre individuel. Notamment elle est utilisée pour conserver en mémoire trois facteurs de 4 symboles ainsi que nous le verrons dans la suite.

Chaque «mot» de 12 symboles est conservé dans des boucles mémoires, utilisant les propriétés de la magnéto-striction, fermées sur elles-mêmes, où il tourne à raison de 5 800 tours par seconde, c'est-à-dire que dans une mémoire donnée le train qu'elle contient tourne dans la boucle et passe 5 800 fois par seconde en chacun des points du circuit, et si l'on dispose en l'un d'eux une porte électronique, il sera possible d'extraire à chaque tour un duplicata du train pour s'en servir dans un calcul défini par l'instruction du programme sur l'ordre de laquelle s'est effectuée cette extraction (fig. 1).

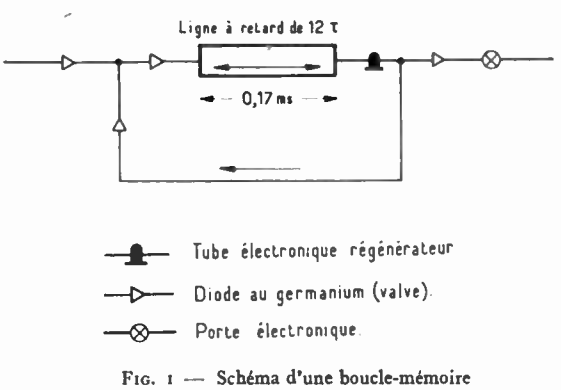


FIG. 1 — Schéma d'une boucle-mémoire

On exprime cette fréquence opératoire en disant que le temps d'accès des boucles mémoires est de 1/5 800 = 0,17 millisecondes.

L'extraction des trains peut être totale ou partielle. On peut à volonté extraire d'une mémoire un facteur de longueur quelconque à l'exclusion du reste du train et cette particularité très caractéristique du calculateur GAMMA donne à la notion de splittage toute sa signification.

Voyons maintenant comment s'effectue la fusion additive ou soustractive de deux nombres, qui est l'opération arithmétique fondamentale du calculateur.

Pour faire une addition, en effet, le calculateur ne procède pas par comptage d'impulsions.

Toutes les boucles mémoires, dénommées mémoires banales sont disposées de façon à être comprises entre deux conducteurs principaux ou la circulation se fait à sens unique.

– Le canal « données » qui amène les trains extraits des mémoires à l'entrée d'un organe central, unique, appelé opérateur, inclus lui-même dans le circuit d'une boucle mémoire qui lui est propre (mémoire opérateur).

– Le canal « résultats » qui retourne aux mémoires banales les trains de la mémoire opérateur.

Pour réaliser $A + B$ on commence par transférer A dans la mémoire opérateur supposée vide. A franchit l'opérateur sans altération et se met à tourner dans le circuit de la mémoire opérateur. A chaque tour de boucle il traverse désormais l'opérateur lui même.

Dans l'opération suivante on transfère B de la mémoire où il tournait vers l'opérateur.

A et B se présentent simultanément à l'entrée de l'opérateur qui effectue instantanément la fusion de deux trains et délivre sur le conducteur de sortie un nouveau train de 48 impulsions représentant $R = A + B$ qui va se substituer dans la mémoire opérateur au nombre A qui y tournait précédemment.

On effectuerait de la même façon la soustraction $A - B$.

L'opérateur n'effectue jamais que la fusion de 2 trains à la fois.

Si nous voulons obtenir $A + B + C = R$ le calculateur effectuera une première fusion $A + B = r_1$ puis une seconde $r_1 + C = R$.

Une succession de « n » additions d'un nombre A sur lui-même réalise en principe la multiplication $n \times A$ mais en fait le nombre d'additions nécessaires est inférieur à « n » en raison des décalages du multiplicande auxquels on procède comme dans les machines à calculer mécaniques.

De même la division s'effectue par une série de soustractions successives dont le calculateur fait le compte au fur et à mesure de l'épuisement du dividende.

En résumé les organes arithmétiques comprennent : (fig. 2).

L'opérateur, c'est-à-dire : un additionneur-soustracteur ; un comparateur qui surveille le déroulement des opérations principalement en division, pour éviter les dépassements et en soustraction pour

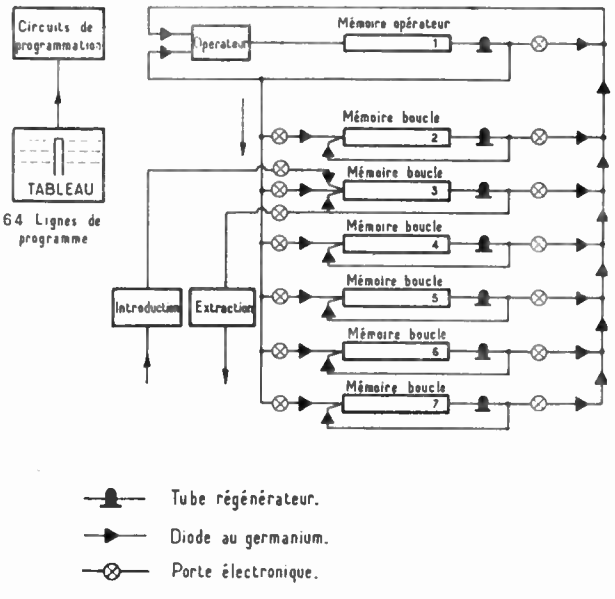


FIG. 2 — Schéma du calculateur GAMMA

éviter que le résultat n'apparaisse sous forme complémentaire ; des circuits de programme interne, permettant en particulier l'exécution automatique de la multiplication et de la division ; la mémoire opérateur, les mémoires banales.

L'organisation de tout calcul est telle que dans toute opération arithmétique l'un des facteurs doit être préalablement contenu par la mémoire-opérateur et que le résultat se forme toujours dans la mémoire-opérateur à la place du facteur qui s'y trouvait, le deuxième facteur étant amené par le « canal données », d'une mémoire banale. Lorsqu'un résultat a été ainsi formé, on peut soit le laisser dans la mémoire opérateur s'il constitue le premier facteur de l'opération suivante, soit le renvoyer par le « canal résultats » vers d'autres mémoires, s'il doit être extrait ou si la mémoire opérateur doit être libérée pour l'opération suivante.

Puisqu'il peut effectuer les 4 opérations arithmétiques, le calculateur électronique GAMMA est donc capable d'effectuer tous les calculs possibles de l'analyse numérique.

Les résultats de cette analyse donnent lieu à l'établissement d'une liste des opérations successives à effectuer, liste qui constitue le « programme de calcul ».

Le « programme » est donc composé d'une succession d'instructions.

Une mémoire « numéro de ligne » (NL) repère l'état d'avancement du programme général. Le contenu de cette mémoire progresse normalement

d'une unité à chaque instruction et son nouveau contenu provoque l'enregistrement dans les mémoires programme de l'instruction suivante du programme.

Nous retrouvons donc dans les mémoires programmes, les éléments définissant une instruction du programme. Ces éléments sont au nombre de quatre.

Le type de l'opération (T.O.). Les instructions étant enregistrées par la machine sous forme numérique, chaque type d'opération est désigné par un code. (addition 10, soustraction 11...). Le type d'opération agit sur les circuits de programme interne pour déterminer en liaison avec le comparateur qui observe l'évolution des facteurs, les différentes phases de l'opération :

– décalage de la mémoire-opérateur ;
– effacement d'une mémoire ;
– transfert par canal « données » ou « résultats » ;
– fin de l'opération et introduction de l'instruction suivante.

Chaque phase comprend elle-même un certain nombre d'opérations élémentaires qui s'effectuent à raison de 5 800 par seconde.

L'adresse (AD) c'est-à-dire le numéro de la mémoire qui contient le deuxième facteur de l'opération (le premier étant contenu dans la mémoire opérateur). L'adresse agit sur les canaux « données » et « résultats » pour les commuter avec la mémoire correspondante.

Le rang du premier chiffre (ordre début ou OD) et du dernier chiffre (ordre fin ou OF) précise la position occupée par le facteur dans le mémoire, et sa longueur. Ils agissent sur l'organe de « Filtrage » qui valide le canal « données » et le canal « résultats » uniquement aux instants ou se présentent les chiffres du nombre désiré. Ce qui permet au GAMMA de traiter des facteurs de longueur variable, et de grouper plusieurs nombres dans une mémoire.

2. Programme.

A. Programme par tableau.

Dans la GAMMA standard le programme est affiché sur un tableau qui comporte 64 lignes de plots lui permettant de recevoir une suite de 64 instructions.

Chaque ligne de plots du tableau peut alimenter les circuits de la mémoire programme pour y transférer par commutation l'instruction qu'elle contient en principe à la fin de l'exécution de l'instruction précédente. Mais il y a possibilité de modifier l'ordre de succession des instructions, de choisir par exemple entre divers calculs possibles selon la valeur des résultats des opérations antérieures, ou même de réemployer des séquences d'instructions représentant des calculs intervenant à plusieurs reprises dans le programme (extraction de racines carrées, calcul de lignes trigonométriques...).

Ces séquences d'instructions sont appelées « sous-programmes ».

Les tableaux sont amovibles. Ils sont préparés à l'avance, se changent en quelques secondes et correspondent chacun à un calcul bien déterminé.

Pour les calculs scientifiques la capacité du GAMMA, 7 mémoires de 12 chiffres, et 64 lignes de programme est trop faible, il a été prévu des extensions qui portent les mémoires à 31 (c'est-à-dire qu'on a ajouté trois ensembles de 8 mémoires banales) et les lignes d'instructions à 128 (on a ajouté un tableau).

B. Programme par cartes.

Pour les problèmes comportant un programme très développé on utilise le programme par cartes.

Le programme est découpé en tronçons qui s'expriment chacun par une carte perforée. Ces cartes s'intercalent en bonne place entre celles qui apportent les données des calculs, et l'ensemble est passé en tabulatrice qui envoie au calculateur et les données et les instructions. Chaque carte-programme comporte jusqu'à 48 instructions. Elle joue donc le rôle d'un tableau de 48 lignes de programme. Comme ces cartes passent en tabulatrice à raison de 150 à la minute, les calculs s'effectuent en définitive comme si des tableaux de 48 instructions changeaient 150 fois à la minute.

Cette solution présente l'avantage de pouvoir traiter des programmes de longueur infinie, mais donne lieu aux observations suivantes :

1º De par la longueur même du programme il y a production en nombre considérable de résultats partiels qu'il faut stocker car ils doivent être en général réemployés dans la suite des calculs et les 31 mémoires du GAMMA standard munies de ses extensions sont vite saturées.

2º L'utilisateur, à court de place, s'ingénie naturellement à tirer partie des moindres positions de mémoire disponibles dans la machine, ce qui le contraint à de nombreuses mises en place, étrangères à tout calcul.

3º Lorsque le programme est enregistré sur cartes, le temps nécessaire à la lecture des informations perforées ne peut être utilisé pour le calcul et cette perte de temps se renouvelle chaque fois que le programme est réemployé.

4º Les instructions figurant en un point quelconque du programme ne peuvent servir qu'au moment du passage des cartes où elles sont perforées. Elles ne peuvent être réemployées dans la suite du programme. Les sous-programmes d'utilisation fréquente par exemple, extraction de racine carrée, calcul de ligne trigonométrique, doivent être perforés aussi souvent que le programme le demande.

Ces diverses observations permettent de concevoir immédiatement que le calculateur GAMMA standard tel qu'il a été utilisé jusqu'ici pourrait avoir un rendement de beaucoup supérieur si les limites d'emploi mentionnées ci-dessus pouvaient être repoussées. Nous allons voir ce qu'il en est si l'on utilise le tambour magnétique.

3. ARMOIRE. EXTENSION. TAMBOUR.

Le tambour magnétique est disposé dans une armoire qui porte le nom d'Armoire Extension Tambour ou A.E.T., de dimension voisine de celle du calculateur GAMMA lui-même et qui se connecte avec lui par des câbles souples. Cette armoire ajoute aux deux organes fondamentaux du GAMMA décrits précédemment, à savoir :

L'organe arithmétique et le Programme, les deux organes suivants :

– un ensemble de 64 mémoires de 12 chiffres dits « mémoires rapides » qui ont des caractéristiques analogues aux mémoires propres du GAMMA.

– un tambour magnétique possédant une capacité d'enregistrement s'élevant jusqu'à 98 304 chiffres décimaux, capacité équivalent à celle d'un système de 8 192 mémoires de 12 chiffres.

Mémoires rapides.

Les mémoires rapides s'insèrent entre des prolongements du canal « données » et du canal « résultats » du calculateur GAMMA. Leur temps d'accès est le même que celui des mémoires du calculateur c'est-à-dire 0,17 millisecondes. Comme celles-ci, elles serviront à alimenter les calculs de l'opérateur, mais en plus de cette fonction fondamentale il en est plusieurs autres, non moins importantes qui caractérisent particulièrement l'A.E.T.

Les « mots » extraits des mémoires peuvent en effet être dirigés à volonté soit sur le canal « données » qui aboutit à l'Opérateur, soit sur le canal « instructions » qui alimente les mémoires programmes. Nous savons qu'un mot est composé de 12 symboles (eux-mêmes caractérisés par la présence ou l'absence d'impulsions par groupe de 4). Nous savons qu'une instruction est composée de 4 symboles, par conséquent la mémoire rapide peut servir à l'enregistrement de 3 instructions de programme.

Les mémoires rapides vont dès lors participer au déroulement du programme concurremment avec le tableau de programmation du GAMMA et la capacité de ce dispositif permet de tenir en réserve simultanément quelques 200 instructions susceptibles d'être transférées dans les mémoires programmes.

Au cours des calculs, à une instruction donnée, succède normalement l'instruction qui la suit dans le programme, mais on peut aussi la faire suivre de toute autre instruction, quelle que soit l'adresse de celle-ci, quelle que soit la mémoire rapide où elle est enregistrée. On pourra donc localiser dans les mémoires rapides de nombreux sous-programmes et passer du programme général aux sous-programmes et vice versa aussi souvent qu'il est nécessaire.

Outre ce premier avantage résultant de la capacité des mémoires rapides il en est un autre non moins important.

Les instructions tirées des mémoires rapides peuvent être dirigées non seulement vers la mémoire programme mais également vers la mémoire opérateur, organe de calcul de GAMMA.

On a donc la très importante faculté de pouvoir modifier une instruction en cours de programme par une simple opération arithmétique, soit pour déterminer la nature de l'opération à venir en fonction de résultats de calculs précédemment obtenus, soit pour choisir les facteurs à utiliser en modifiant l'adresse indiquée.

Cette possibilité permet une simplification remarquable de la programmation, notamment dans les problèmes à itérations. Dans les calculs matriciels par exemple, lorsque il s'agit de répéter les mêmes calculs arithmétiques un grand nombre de fois, mais à l'aide de facteurs successifs conservés dans les mémoires à des adresses différentes, le programme pourra désormais être rédigé à l'aide d'une séquence d'instructions unique, qui sera réemployée aussi souvent que nécessaire. Outre les instructions correspondant à l'exécution des calculs, cette séquence comportera un certain nombre d'instructions initiales destinées à modifier systématiquement l'adresse des facteurs à utiliser conformément à la loi qui a présidé à l'enregistrement de ceux-ci dans la mémoire de l'A.E.T.

Enfin, les mémoires rapides ont accès au Tambour magnétique et vont échanger avec lui des informations dans les deux sens, soit pour provoquer l'enregistrement magnétique des informations qu'elles détiennent, soit au contraire pour en recevoir des informations que le tambour tient en réserve. A cet effet les 64 mémoires rapides sont constituées en 4 groupes de 16 mémoires et le groupe constitue l'unité de relations entre les mémoires rapides et le tambour.

Or nous avons vu que le temps d'accès d'une mémoire, c'est-à-dire la durée d'un transfert pour réaliser soit une extraction, soit une introduction est de 0,17 ms. Dans un groupe de 16 mémoires la durée totale du transfert des 16 trains successifs susceptibles d'y être enregistrés s'élève donc à $0{,}17 \times 16 = 2{,}72$ ms. Nous retrouverons ce chiffre à propos du tambour lui-même.

Le tambour magnétique.

Il est essentiellement constitué d'un cylindre métallique vertical qui tourne de son axe à raison de 2 750 tours/minute.

Sa hauteur est de 16 cm.

Son diamètre est de 20 cm, c'est-à-dire que la longueur de la circonférence d'une section droite est d'environ 63 cm.

A propos de son fonctionnement il nous suffit de savoir que le tambour n'est rien d'autre qu'un ruban de magnétophone de 63 cm de long, fermé sur lui-même, sur lequel au lieu d'enregistrer de la musique ou de la parole, on a enregistré les « top » et les « silences » correspondant aux trains d'impulsions qui représentent en code les instructions, les chiffres ou les lettres dans le calculateur. Si nous faisons tourner la bande en regard d'une tête de lecture, à chaque tour complet, au lieu de réentendre toujours le même motif musical ou la même phrase, nous obtiendrons la restitution perpétuelle du train

d'impulsions correspondant aux « top » entrecoupé de silences, qui a été emmagasiné dans le tambour, et qui pourra être transféré dans les mémoires rapides.

Le tambour tourne à raison de 2 750 tours /minute c'est-à-dire qu'il effectue un tour en 21,8 millisecondes. Si nous divisions le tour de piste en 8 « blocs », le déplacement d'un bloc sous la tête de lecture dure 21,8 : 8 = 2,72 ms et nous avons vu que ce temps est le temps nécessaire pour enregistrer 16 mots de 12 chiffres dans les mémoires rapides. On voit donc que les transferts tambour-mémoires rapides et vice versa s'effectueront toujours entre 1 bloc du tambour et un groupe de 16 mémoires rapides.

Mais selon la position du bloc par rapport à la tête de lecture au moment du déclenchement de l'ordre, le transfert peut commencer immédiatement, ou être précédé d'une rotation du tambour plus ou moins longue. L'opération totale, qui représente le temps d'accès du tambour peut donc varier de 2,7 ms à 24,5 ms avec une moyenne de 13,6 ms.

Un bloc de Tambour sur la piste que nous avons considérée, sert donc à enregistrer 16 mots de 12 chiffres décimaux soit 192 chiffres. Les huit blocs de la piste ont donc une capacité de 192 × 8 = 1 536 chiffres. On peut disposer jusqu'à 64 pistes parallèles sur le cylindre et dans ces conditions la capacité totale du tambour s'élève à 1 536 × 64 = 98 304 chiffres décimaux.

(Si les mots enregistrés représentent des instructions de programme le tambour peut enregistrer un total de 98 304 : 4 = 24 576 instructions).

Chaque piste est desservie par une seule « tête » qui est utilisable soit en lecture de ce qui est enregistré sur la piste, soit en enregistrement sur la piste, d'informations venant des Mémoires rapides avec effacement simultané du précédent enregistrement.

Le tambour est actuellement utilisé pour l'enregistrement simultané d'instructions et de chiffres, représentant aussi bien des données que des résultats de calcul, avec comme seule limite la saturation totale du tambour.

Car, et cette caractéristique particulière à l'A.E.T. est de très grande importance, la faculté de splittage des mémoires rapides permet d'utiliser, même individuellement chaque place mémoriale disponible et réciproquement chacun des 98 304 chiffres enregistrés peut être employé individuellement ou groupé en facteurs de longueur quelconque.

Les importantes réserves d'informations que le tambour est capable d'enregistrer servent essentiellement au cours du déroulement du programme à approvisionner en instructions et en données les mémoires rapides. Cet approvisionnement est organisé de telle façon qu'un bloc du tambour se transfère sur un groupe de mémoires rapides lorsque les informations antérieures contenues par ce dernier sont périmées, dans le temps même où le programme continue à se dérouler à l'aide des instructions d'un autre groupe de mémoires rapides.

Il s'établit ainsi entre ces deux groupes un jeu de bascule : l'un se remplit tandis que l'autre se vide et ainsi de suite, ce qui permet au programme de se dérouler sans interruption et augmente en conséquence la fréquence des calculs.

Lors des transferts une double sélection est opérée au niveau du tambour ;

— la sélection de piste agit dans l'espace pour valider la tête correspondante.

— la sélection de bloc agit dans le temps pour valider cette tête uniquement pendant le passage du bloc devant la tête.

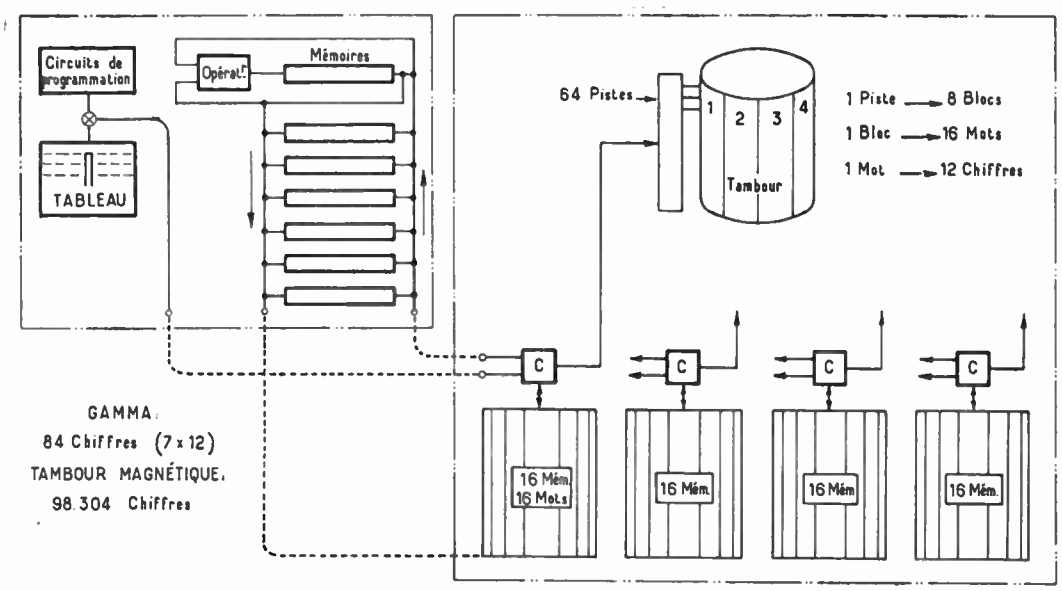


FIG. 13 — Calculateur GAMMA connecté à l'Armoire — Extension — Tambour — Schéma de fonctionnement

Pour terminer cette description nous allons donner quelques grandeurs : le calculateur se présente sous la forme d'une armoire mobile de dimensions : 1,4 m × 0,65 m (hauteur 1,6 m). Le tambour et les mémoires rapides sont contenus dans une armoire de grandeur analogue. L'ensemble consomme une énergie électrique de 6 kVA, et contient moins de 800 tubes électriques (fig. 3). On remarquera sur la photo du GAMMA standard l'agencement des tiroirs destiné à faciliter le dépannage.

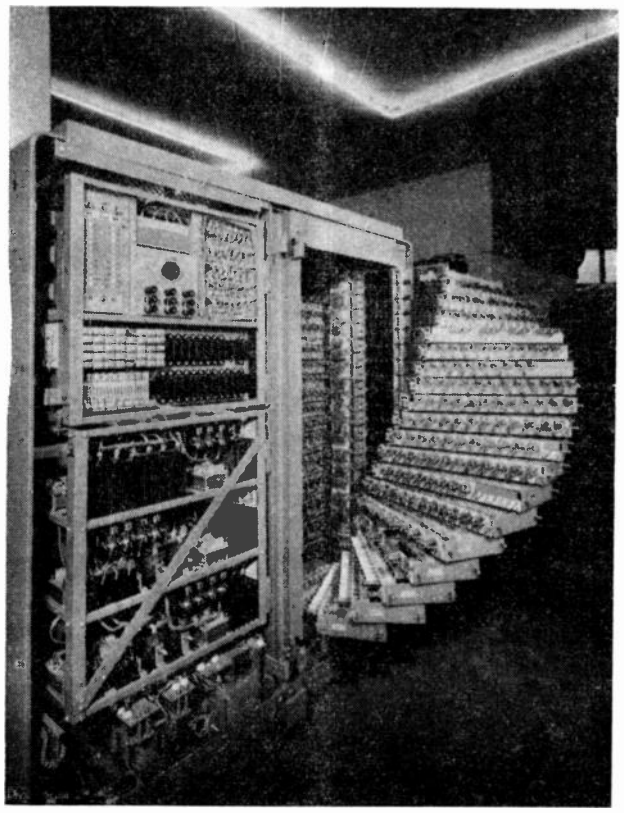


FIG. 4 — GAMMA Standard (tiroirs ouverts et capots enlevés (Photo Bruel)

II. Quelques exemples d'instructions et de leur codification.

a) Addition (TO = 10) et soustraction (TO = 11).

Lorsqu'on travaille sur des nombres algébriques, les nombres négatifs sont signalés par un code spécial enregistré dans les mémoires à gauche des valeurs absolues. En addition et en soustraction, le signe du deuxième facteur transmis par le canal données est comparé au signe du premier facteur contenu en mémoire opérateur. Cette comparaison, en cas de différence, inverse la commande de l'additionneur-soustracteur pour le type d'opération. On réalise ainsi par exemple : $a + (- b) = a - b$, ou $a - (- b) = a + b$. Le signe de résultat est déterminé par les signes de facteurs et par le comparateur.

b) Transfert dans une mémoire banale du nombre contenu dans la mémoire opérateur (TO = 8). Les positions de mémoire destinées à recevoir ce nombre sont définies par l'adresse de la mémoire, par l'ordre Début et l'ordre Fin de ces positions dans cette mémoire. Le contenu de la mémoire opérateur est conservé mais les positions de la mémoire bande destinées au transfert sont préalablement effacées, sans affecter les autres positions de cette mémoire. Si on veut effacer totalement ou partiellement une mémoire banale sans transférer sur elle la mémoire opérateur, on utilise l'ordre : effacement d'une mémoire banale TO = 3.

c) La multiplication et la division.

Le multiplicateur ou le dividende étant en place dans la mémoire opérateur, il suffit de définir le multiplicande, ou le diviseur par leur adresse, et leur rang dans la mémoire banale.

La multiplication et la division se font soit avec 11 chiffres (TO = 12 produit de 11 chiffres TO = 15 dividende de 11 chiffres) soit par utilisation de la mémoire banale 2, comme mémoire opérateur supplémentaire, avec 23 chiffres (TO = 14 produit de 23 chiffres TO = 15 dividende de 23 chiffres).

d) La comparaison.

Elle est la seule opération capable de déterminer des variations de programme en fonction de l'évolution des calculs.

On distingue :

— la comparaison du contenu de la mémoire opérateur avec un nombre enregistré dans une mémoire banale (TO = 9). A la fin de la comparaison, et jusqu'à ce qu'une nouvelle comparaison soit demandée le calculateur conserve en mémoire le résultat : égal, plus grand ou plus petit.

— la variante comparaison (TO = 0) permet de modifier la succession normale des lignes du programme sous la condition qu'une comparaison préalable ait fourni un résultat donné. Les instructions : adresse, ordre Début, ordre Fin prennent alors des significations particulières et permettent de définir, d'une part la condition qui doit être remplie pour que la succession du programme soit modifiée. Il peut y avoir 6 conditions : égal, différent, supérieur, supérieur ou égal, inférieur, inférieur ou égal.

D'autre part le numéro de la ligne à laquelle le programme doit être renvoyé si la condition fixée est remplie. Sinon le numéro de la ligne progresse normalement.

— les variantes systématiques (TO = 1) qui permettent de modifier la succession normale des lignes du programme, sans aucune condition. Prenons l'exemple d'un sous-programme c'est-à-dire d'une séquence d'instructions utilisée plusieurs fois dans le programme général. Il ne sera écrit qu'une seule fois, et partout ailleurs il sera remplacé par une variante de « changement de série » qui renverra à la première ligne du sous-programme. Il se terminera par une variante de « retour » qui reprendra le programme principal à la ligne suivant celle qui portait la variante de « changement de série ».

e) Les transferts Tambour (TO = 2).

Cette opération jouit d'un fonctionnement particulier : elle ne fait que mettre en réserve les caractéristiques du transfert (sens, groupe de mémoires rapides, piste du tambour, bloc sur la piste) afin de libérer rapidement les mémoires programmes et permettre au programme général de continuer son déroulement sans attendre que le transfert demandé soit effectivement réalisé. (Une sécurité bloque les mémoires rapides intéressées pour qu'on ne les utilise pas, tant que le transfert n'est pas terminé).

f) Mise en fonctionnement de l'additionneur soustracteur en base binaire et retour au fonctionnement normal en base décimale. Cette opération permet de traiter dans les organes arithmétiques des instructions de programme qui comportent des codes supérieurs à 9. Il est ainsi possible d'effectuer des calculs sur les instructions.

g) Traitement des nombres en vigule flottante.

Dans le but de conserver tout au long des calculs un nombre constant de chiffres significatifs tout nombre A est mis sous la forme $0{,}A \times 10^n$, de telle manière que le premier chiffre à droite de la virgule soit toujours le premier chiffre significatif, l'exposant pouvant être positif ou négatif.

Chaque mémoire du GAMMA ayant une capacité totale de 12 chiffres, ces 12 positions ont reçu l'affectation systématique suivante de la gauche vers la droite. La première position est réservée au signe du nombre. Cette position reçoit le signe « 0 » quand le nombre est négatif et reste vierge lorsqu'il est positif.

Les neuf positions suivantes correspondent aux neuf chiffres significatifs du nombre, le zéro à gauche étant toujours omis.

Les deux dernières positions contiennent l'exposant. Toutefois pour s'affranchir de son signe l'exposant est systématiquement majoré de 50.

Par exemple : –0,000 981314158 est la traduction de 0 981314158 47.

h) L'intersection logique qui permet au GAMMA de faire une opération de portée plus générale que les opérations arithmétiques.

III. Champ d'application du calculateur GAMMA A.E.T.

Grâce à « l'Extension Tambour » qui multiplie par 1000 la capacité de mémoire du GAMMA standard ou lui permet d'écrire les programmes 100 fois plus longs et qui de toute façon lui apporte la possibilité d'enregistrer le programme en mémoire-rapide grâce à quoi il peut se modifier lui-même, ou faire appel à des sous-programmes déjà enregistrés, le domaine des applications du GAMMA s'est considérablement développé.

Nous allons examiner séparément les applications purement comptables, les applications en calcul scientifiques, et enfin les possibilités entièrement nouvelles dans un domaine se plaçant à cheval sur les deux premiers celui de la gestion scientifique et de la recherche opérationnelle. Dans chacune de ces applications nous séparerons deux

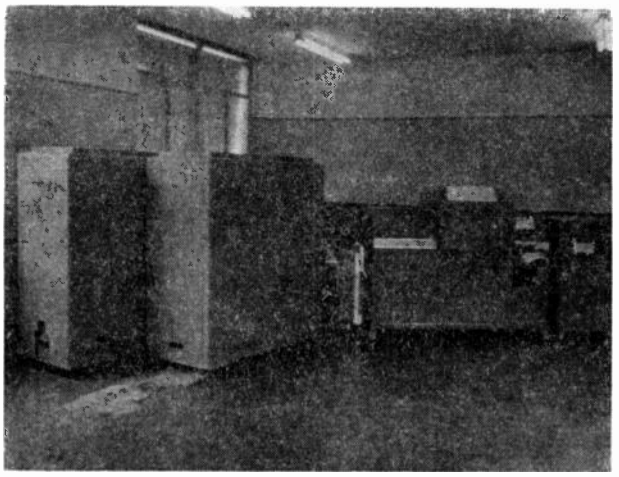


FIG. 5 — GAMMA A.E.T. On voit de gauche à droite : l'armoire contenant le tambour, le calculateur GAMMA standard: une tabulatrice et la poinçonneuse connectée.

types de problèmes ; les uns caractérisés par le besoin d'une forte capacité de mémoire interne, les autres par leur besoin d'un programme très long et très complexe.

1º PROBLÈMES COMPTABLES.

Examinons d'abord les problèmes exigeant une forte capacité de mémoire interne. Ce seront ceux ou le calcul élémentaire exige la consultation de tables, barèmes ou fichiers préalablement enregistrés sur le tambour, ou encore la mise en réserve de nombreux résultats distincts. Prenons l'exemple de la facturation. Une facture nécessite l'emploi de cartes de détail sur lesquelles sont simplement perforés un numéro de client, un numéro de commande, la désignation d'un article et sa quantité. Ces cartes résultant de l'analyse de la commande du client et sans autre opération préparatoire, sont jointes aux cartes maîtresses comportant les caractéristiques du client (nom, adresse, mode de règlement, remises, conditions particulières) et le tout est directement passé en Tabulatrice connectée au GAMMA A.E.T. Sur le tambour a été enregistré auparavant le barème des prix unitaires correspondant à chaque article. Au passage de chaque carte de détail, d'après la désignation de l'article, le prix unitaire correspondant est recherché dans le barème, et est multiplié par la quantité, ce qui donne le montant brut de la ligne de facture considérée.

En fin de facture les calculs de conditions particulières, remises, taxes, escomptes... sont effectués automatiquement et la facture est ainsi établie en une opération mécanographique unique sans calculs préalables.

Un autre type de problèmes exigeant une forte capacité de mémoire interne est celui où intervient une ventilation des résultats partiels des calculs en de très nombreuses directions, par exemple les problèmes de statistiques.

L'autre catégorie de problèmes concerne ceux qui font appel à de très longs programmes où sont inclus, dans le souci d'un automatisme maximum, tous les cas d'exception, toutes les conditions particulières d'application de telle ou telle clause ou règle.

Ce programme unique permet de traiter sans précautions, tous les cas, et variantes possibles du problème. Il est impossible de définir ici un domaine particulièrement touché par cette méthode, car on peut dire que tout problème comptable présente des cas particuliers.

2° Calculs scientifiques.

Dans la catégorie des problèmes à grand nombre de données et à programme relativement restreint, les résolutions d'équations linéaires, les opérations sur les matrices, la recherche des solutions d'équations aux dérivées partielles, les études de corrélations multiples, d'autocorrélations, d'analyse de variances et d'analyse harmoniques, peuvent être traités avec profit par le calculateur GAMMA.

Un exemple le prouvera : l'inversion d'une matrice d'ordre 90 comportant un total de 8100 nombres de 9 chiffres, exige 1.458.000 additions et multiplications. Un spécialiste disposant d'une machine à calculer électrique rapide effectuerait cette opération en 2 ans de travail, le calculateur GAMMA le fait en moins de 4 heures.

Dans la catégorie des problèmes à programme important et à données relativement peu nombreuses citons : tous les problèmes physiques justifiables d'expression par équations différentielles (trajectoires, propagation) et surtout les problèmes d'études industrielles. En effet pour ceux-ci dans de nombreux cas les équations qui régissent les phénomènes physiques utilisés dans tel ou tel appareil sont connues. Au lieu d'en être réduit, devant la complexité des calculs, à construire des maquettes avec des valeurs des grandeurs basées sur l'empirisme et l'intuition et sur cette maquette faire les essais et les mesures, et recommencer ainsi indéfiniment, aujourd'hui, les équations sont programmées et enregistrées une fois pour toutes dans le tambour magnétique. On introduit ensuite des valeurs numériques de départ, qui, tous calculs faits par le calculateur, permettent d'obtenir en quelques instants l'ensemble des caractéristiques de l'appareil étudié.

Si ces résultats ne sont pas satisfaisants, il suffira d'une simple modification des paramètres initiaux, peut-être même sans intervention humaine pour obtenir de nouvelles caractéristiques acceptables.

3° Recherche opérationnelle et gestion scientifique des entreprises.

La gestion scientifique n'est que l'application d'une science pure qui est la recherche opérationnelle. Celle-ci vise à donner à ceux qui sont amenés à prendre des décisions, des éléments non plus qualitatifs et empiriques de jugement mais quantitatifs et raisonnés. Le rôle des machines à calculer électroniques est de permettre aux chercheurs opérationnels de formuler mathématiquement la solution du problème étudié et de voir le calculateur électronique, soit concrétiser quantitativement les différentes hypothèses envisagées, soit déterminer d'après les données fournies une opération optimum. Les applications militaires (par exemple nombre d'escorteurs d'un convoi) et civiles (problème de mélanges dans l'industrie du pétrole) sont fort nombreuses.

Pour résoudre numériquement tous ces problèmes, le calcul électronique est généralement nécessaire, mais c'est surtout dans la phase suivante, celle que nous avons appelé la gestion scientifique des entreprises que l'utilisation du calculateur GAMMA A.E.T. devient précieuse. Là il ne s'agit pas de déterminer un programme théorique optimum mais d'appliquer jour par jour, ce programme à la gestion de l'entreprise.

Si par exemple le calcul a permis de définir la valeur du stock optimum d'un magasin, il faut, organiser, planifier les mouvements de matière pour que le stock se maintienne au niveau choisi.

Ces travaux ne sont plus des calculs isolés, effectués une fois pour toutes dans le calme d'un laboratoire de recherche. Ils s'intègrent à chaque instant dans le plan général de gestion de l'entreprise, et les calculateurs électroniques tels que le GAMMA A.E.T. parce qu'ils peuvent à tout moment indiquer des solutions correspondant aux évolutions de cette gestion, apparaissent effectivement comme le tableau de bord des entreprises.

M.C.

L'ORDINATEUR ÉLECTRONIQUE IBM TYPE 650
MACHINE DE GESTION SCIENTIFIQUE

PAR

J.G. MAISONROUGE

Ingénieur E.C.P.

J. MONTIGNY

Ingénieur E.S.E.

Généralités sur les « Ordinateurs »

Les Calculatrices Universelles Electroniques existent depuis 1944. Ces machines ont été conçues au départ pour résoudre des problèmes scientifiques et la plus célèbre, parce que la première, l'ENIAC, a contribué aux recherches qui ont conduit à la bombe atomique.

Une Calculatrice Universelle comprend les unités suivantes :

Unités d'entrée :

Lecteurs de cartes perforées, de bandes perforées, de bandes magnétiques, claviers, etc.. qui permettent d'introduire dans la machine les données sur lesquelles on opère.

Des Mémoires :

permettant d'enregistrer des données ou bien des resultats intermédiaires de calculs. Ce furent d'abord des tubes électroniques, des lignes de retard, puis maintenant, des supports d'enregistrements magnétiques : tores, tambours, bandes.

Un opérateur arithmétique :

organe permettant d'effectuer les calculs.

Une unité de Programme et Contrôle :

permettant de diriger la machine, de lui faire exécuter l'ensemble des opérations nécessaires à un calcul.

Des unités de Sortie :

restituant les résultats sous une forme utilisable : Machines à écrire, imprimantes à grande vitesse, perforatrices de cartes ou de bandes.

En général, ces machines ont un faible nombre d'unités d'entrée et de sortie parce que les calculs scientifiques représentent de longues chaînes d'opérations avec un nombre relativement faible de données.

Ces machines ont évolué depuis 1944 et des améliorations considérables ont été observées dans la vitesse de calcul et dans la capacité de mémoire. On a cherché à pouvoir enregistrer de plus grandes quantités d'informations dans des volumes plus faibles. L'enregistrement magnétique a donné d'excellents résultats dans ce domaine.

Les Ordinateurs dérivent des machines mathématiques universelles. Cependant, il s'agit de machines plus complètes destinées à résoudre non seulement des problèmes scientifiques, mais encore des problèmes Comptables et Administratifs. *Ce sont de véritables machines de gestion scientifique.*

Leur organisation générale est la même que celle des Calculatrices Universelles, mais :

— ils peuvent traiter des données alphabétiques,

— la capacité des unités d'entrée et de sortie est plus grande,

— leur logique est plus complexe, car ils n'ont pas à exécuter uniquement des opérations arithmétiques, mais doivent être capables de décisions logiques.

C'est ainsi, par exemple, que le plus puissant Ordinateur, l'IBM 705, peut :

— lire des cartes perforées dans 100 unités différentes,

— lire et enregistrer des données ou résultats sur 100 bandes magnétiques contenant chacune 5 600 000 caractères,

— imprimer des résultats avec un maximum de 100 Tabulatrices pouvant imprimer chacune 150 lignes de 120 caractères par minute,

— perforer des cartes résultats avec un maximum de 100 Perforatrices perforant chacune 100 cartes par minute,

— effectuer 35 types d'opérations arithmétiques ou logiques différentes sur des mots de longueur variable composés de lettres, chiffres ou signes spéciaux.

Cette machine met en évidence le chemin parcouru depuis l'ENIAC.

Description de l'ordinateur 650.

L'Ordinateur 650 est une machine moyenne en ce qui concerne les capacités.

Nous ne suivrons par un plan parfaitement logique pour le décrire car nous croyons intéressant de commencer par la « Mémoire » qui est certainement l'élément essentiel.

La mémoire du 650.

La mémoire principale est un Tambour Magnétique

Avant de donner quelques unes des caractéristiques techniques de ce tambour, examinons comment il se présente pour l'utilisateur.

C'est un cylindre de 10 cm de hauteur et 10 cm de diamètre, divisé en 40 sections pouvant contenir chacune 50 groupes de 10 chiffres appelés « mots ». Sa capacité totale est donc de 2 000 mots (avec leur signe) ou 20 000 chiffres. (Voir fig. 1).

Mais le nombre de mots n'est que l'un des éléments caractérisant la capacité d'un Tambour. Sa vitesse de rotation est très importante car elle va déterminer le temps d'accès moyen, c'est-à-dire, le temps nécessaire en moyenne pour aller chercher, en vue d'un

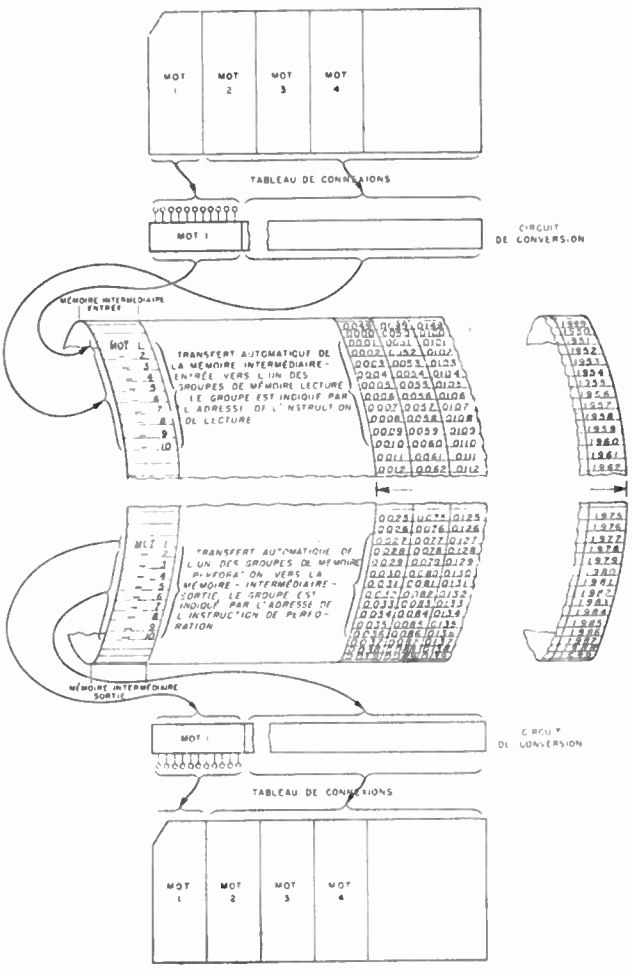


Fig. 2. — Schéma de fonctionnement du tambour magnétique

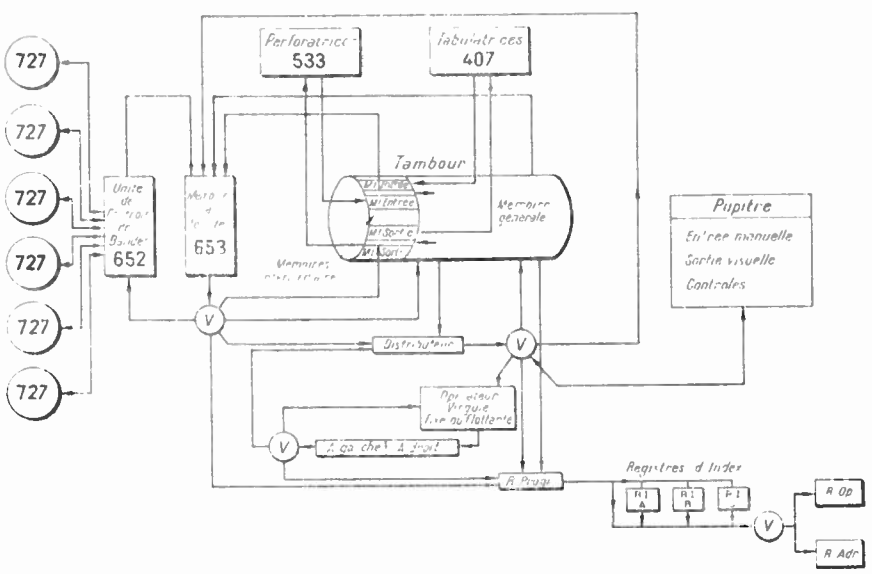


Fig. — 1. — Schéma logique de l'ordinateur 650 à bandes magnétiques

calcul, un nombre placé au hasard sur la surface du tambour. La vitesse de rotation du tambour 650 est de 12 500 tours/minute, c'est-à-dire que le temps d'accès moyen est de 2,4 millisecondes.

Les chiffres des différents mots sont lus dans les cartes perforées en parallèle et dans le système décimal, après passage dans une matrice de triodes, ils sont en série et exprimés dans le système biquinaire. C'est sous cette forme qu'ils sont inscrits sur une bande du tambour magnétique fonctionnant en mémoire tampon. Le groupe de mots enregistré sur la mémoire tampon est ensuite transféré dans une autre zone du tambour fonctionnant en mémoire générale ; après passage dans un transcodeur qui convertit le code biquinaire en code 0, 1, 2, 3, 6 (code deux de cinq).

Ceci nous amène a examiner les deux principaux codes utiiisés sur la machine :

a. *Le code biquinaire.*

Le code biquinaire est utilisé dans tous les circuits de calcul. Nous rappelons que dans ce système tout chiffre est représenté par deux impulsions simultanées sur deux lignes parmi sept lignes en parallèle. Ces sept lignes sont divisées en deux groupes :

Le groupe binaire formé par deux lignes (lignes B_0 et B_5)

Le groupe quinaire formé par cinq lignes (lignes Q_0, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4).

Par exemple : le chiffre 3 est représenté par une impulsion sur B_0 et une impulsion sur Q_3 ; le chiffre 7 est représenté par une impulsion sur B_5 et une impulsion sur Q_2.

Le système biquinaire présente pour les circuits de calculs des avantages considérables.

Tout d'abord, il fait intervenir, par son groupe binaire, une distinction entre les chiffres inférieurs à cinq d'une part, et les chiffres égaux ou supérieurs à cinq d'autre part. Cette structure conduit à un circuit fonctionnel d'addition décimale série, digit par digit, remarquablement simple. De plus, étant donné un chiffre, son complément à 9 s'obtient en croisant les fils dans le groupe binaire et dans le groupe quinaire.

D'autre part, un deuxième aspect de sa structure permet à chaque instant une vérification des informations transmises. En effet, on remarquera que tout chiffre est représenté par la présence d'une impulsion dans le groupe binaire et d'une impulsion dans le groupe quinaire, et que toute autre répartition des impulsions en nombre, ou en position, n'est plus représentative d'un chiffre, et constitue une erreur. Par exemple : une seule impulsion, ou deux impulsions dans le groupe quinaire, ou trois impulsions constituent autant d'erreurs.

Un circuit fonctionnel d'une logique très simple, nommé « circuit d'autocontrôle », donne un signal d'erreur pour toute information ne se présentant pas sous la forme d'une impulsion dans le groupe binaire et d'une impulsion dans le groupe quinaire. Ce signal d'erreur peut à volonté soit stopper la machine, soit faire reprendre le calcul à un niveau prédéterminé du programme situé avant l'erreur. Il n'est donc pas nécessaire en général de recommencer tout le calcul en cas d'erreur. Des circuits d'autocontrôle sont placés sur les principales artères d'informations de la machine.

Notons que ce principe de vérification, joint à un réseau très complet de contrôle de la bonne marche des circuits fonctionnels, donne au calcul une grande sécurité, et permet d'éviter dans la plupart des cas, d'effectuer les calculs en double dans un but de vérification.

b. *Le code* : 0, 1, 2, 3, 6.

Ce code, également appelé code « deux de cinq », consiste à représenter un chiffre par deux impulsions simultanées sur deux lignes, parmi cinq lignes en parallèle. Le nombre des combinaisons possibles est $C\,5^2 = 10$ ce qui permet bien de représenter les dix chiffres. Si l'on repère les cinq lignes par les indices : 0, 1, 2, 3, 6, le chiffre transmis s'obtient en faisant la somme des indices des deux lignes sur lesquelles se trouvent les impulsions. (Sauf pour le chiffre 0 représenté dans ce système par une impulsion sur les lignes 1 et 3).

Le seul intérêt de ce code est d'utiliser le nombre minimum de lignes de transmission nécessaire pour transmettre un chiffre à l'aide de deux impulsions. Il permet d'écrire un chiffre sur le tambour en n'utilisant que cinq têtes d'inscription-lecture seulement (au lieu de sept en système biquinaire), ce qui conduit à une notable économie. Par contre, l'utilisation d'un tel code dans les circuits de calcul conduirait à des circuits fonctionnels, et notamment à un Addeur série, extrêmement compliqués.

Il existe deux transcodeurs, l'un permet la conversion du code 0, 1, 2, 3, 6, en code biquinaire lors d'un processus de lecture à partir du tambour ; l'autre permet la conversion du code biquinaire en code 0, 1, 2, 3, 6, lors d'un processus d'inscription sur le tambour. Comme la plupart des circuits fonctionnels de la machine, ces transcodeurs sont formés d'un certain nombre de circuits « ET » et de circuits « OU » à diodes au germanium. Ces circuits s'obtiennent facilement en écrivant les équations logiques qui se déduisent du tableau de correspondance des deux codes et en les réduisant.

Désignons par : B_0, B_5, Q_0, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, les bornes du transcodeur du côté « biquinaire » et par 0, 1, 2,, 3 6, les bornes du transcodeur du côté « deux de cinq ». Les transcodeurs d'inscription et de lecture sont représentés par les systèmes d'équations réduites suivants :

$$0 = Q_1 \vee B_0\, Q_2 \vee B_0.\, Q_3$$
$$1 = (B_0 \vee Q_2)\,(Q_0 \vee Q_1 \vee Q_4 \vee B_5)$$
$$2 = Q_0 \vee B_0.\, Q_2 \vee B_5.\, Q_3$$
$$3 = Q_1 \vee B_0.\, Q_3 \vee B_5.\, Q_0$$
$$6 = B_5\,(Q_1 \vee Q_2 \vee Q_3 \vee Q_4)$$
$$B_0 = (1 \vee 2 \vee 3)\,(0 \vee 2 \vee 3)\,(0 \vee 1)$$
$$B_5 = 6 \vee 2.\, 3$$
$$Q_0 = 2.\,(1 \vee 3)$$
$$Q_1 = 0.\,(1 \vee 6)$$
$$Q_2 = 0.2. \vee 1.6$$
$$Q_3 = 0.3 \vee 2.6$$
$$Q_4 = 3.\,(1 \vee 6)$$

Comme nous l'avons vu, cinq têtes d'inscription-lecture sont nécessaires pour inscrire un chiffre sur la surface du tambour magnétique.

Un flux élémentaire produit par le passage d'une impulsion dans la bobine d'inscription d'une tête crée, à la surface du tambour un petit doublet magnétique. Réciproquement, le passage d'un tel doublet sous une tête provoque dans la bobine de lecture de celle-ci l'apparition d'une impulsion de tension. L'inscription du symbole binaire « 1 » correspond à un doublet d'un certain sens, l'inscription du symbole binaire « 0 » à un doublet de sens opposé. Autrement dit, l'écriture d'un chiffre sur le tambour se traduit par la création par les cinq têtes de deux doublets dans le sens « 1 » et de trois doublets dans le sens « 0 ». De cette manière, étant donné qu'il y a toujours création d'un doublet par chaque tête, l'inscription d'un chiffre efface automatiquement le chiffre précédemment inscrit.

Un même groupe de cinq têtes permet l'inscription (ou la lecture) en série sur la périphérie du tambour de 50 mots de dix chiffres, chaque mot étant précédé de son signe.

Pour un tambour ayant une capacité de 2 000 mots, il y a 40 groupes de cinq têtes de lecture, qui balayent 40 « bandes » sur la périphérie du tambour, chaque bande contenant 50 mots en série.

Un mot en mémoire sur le tambour est repéré par son « adresse », que l'on peut considérer comme le numéro (allant de 0 à 1 999) de la case dans laquelle ce mot est écrit à la surface du tambour.

Le découpage du tambour en bandes de 50 mots et celui de chaque bande en cinq secteurs de dix mots permet, l'adresse d'un mot parvenant à un circuit analyseur sous forme biquinaire, de lire ou d'inscrire ce mot, à l'adresse donnée, d'une manière particulièrement simple.

Le décodage du chiffre des milliers, des centaines, et de la partie binaire du chiffre des dizaines de l'adresse, provoque la sélection immédiate de la bande intéressée (sélection statique).

Le décodage de la partie quinaire des chiffres des dizaines et des parties binaires et quinaires du chiffre des unités de l'adresse, permet à un circuit de sélection de lire, dans la bande précédemment déterminée, le mot recherché, lors de son passage sous les têtes de lecture (sélection dynamique).

Six pistes spéciales du tambour fournissent à l'ensemble des circuits de calcul des impulsions de synchronisation correspondant aux révolutions, aux secteurs, aux mots, aux digits, etc. C'est donc le tambour qui fournit le timing général des circuits de calcul et de légères variations dans la vitesse de celui-ci n'entraînent par d'inconvénients.

Circuits de calcul.

Les circuits de calcul sont très simples et comprennent :

— Un accumulateur permettant entre autres opérations l'obtention de résultats d'additions et de multiplications ayant jusqu'à 20 chiffres.

— Un distributeur par où passent tous les nombres allant de l'accumulateur au tambour et inversement.

Dans ces circuits sont utilisées des « mémoires à capacité » qui doivent, pour les besoins du calcul, émettre périodiquement le nombre qu'on y a inscrit. L'organe élémentaire fondamental de ces mémoires, ou « cellule » est constitué par un simple condensateur. L'état chargé du condensateur caractérise le symbole binaire « 0 » et l'état déchargé le symbole binaire « 1 ». On imagine facilement que sept condensateurs en parallèle dont deux seulement sont déchargés représentent un digit biquinaire, et que onze rangées de sept condensateurs en parallèle permettent de représenter un mot de dix digits avec son signe. Chaque condensateur est contrôlé par deux diodes à vide et reçoit par leur intermédiaire des impulsions de lecture et d'inscription. Lorsqu'un condensateur est déchargé. (symbole binaire « 1 »), l'impulsion de lecture, en le chargeant, provoque une impulsion caractéristique du symbole binaire « 1 » aux bornes d'une résistance. Lorsqu'un condensateur est chargé (symbole binaire «0 ») l'impulsion de lecture le laisse inaltéré et aucune impulsion n'est provoquée aux bornes de la résistance. On conçoit ainsi qu'une même impulsion de lecture permette de sortir un digit biquinaire sur sept lignes à partir d'une rangée de sept condensateurs. Un proces sus de rétroaction permet si besoin est de régénérer les condensateurs dans leur état initial au temps digit suivant.

Programmation.

Les programmes des machines à cartes perforées classiques sont commandés à l'aide de tableaux de connexions qui permettent de réunir entre eux, en vue de l'accomplissement de certaines fonctions, les différents organes des machines. Ces tableaux se compliquent en même temps que croît la capacité des machines, et il eut été impossible d'utiliser un tableau permettant l'accès aux 2 000 mots de la mémoire.

On a eu recours à une technique nouvelle de programmation utilisée déjà dans les calculatrices universelles, le programme enregistré.

Pour résoudre une opération sur un nombre, il faut savoir :

— quelle opération faire,
— où prendre le nombre.

Dans le 650, à chaque type d'opération possible, correspond un code de deux chiffres, chaque emplacement possible en mémoire est repéré par un nombre de 4 chiffres compris entre 0000 et 1999.

Une instruction complète sera de la forme :

XX	XXXX
code opération	adresse facteur

Ces instructions étant enregistrées, en mémoire, il faut encore « dire » à la machine où elle trouvera l'instruction $n + 1$ après avoir effectué l'instruction n. On ajoutera un nombre de 4 chiffres (0000 à

1999) représentant l'adresse de l'instruction suivante. L'instruction complète est donc un « mot » de 10 chiffres.

Par exemple :

Supposons A dans la mémoire 0051
B dans la mémoire 0052

Pour effectuer A + B, nous écrirons :

(dans la mémoire p) : 65 0051 ($p + n$) Addition de A dans l'accumulateur après remise.

($p + n$) : 15 0052 ($p + q$) à zéro de celui-ci Addition de B à A dans l'accumulateur.

p, n, q, sont quelconques. On peut toujours les choisir de façon telle que le déroulement d'un programme prenne un temps minimum.

Un problème quelconque pourra ainsi être décomposé en une série d'instructions élémentaires simples facilement codifiées.

Nous n'insisterons pas sur la programmation. Disons simplement que, en dehors des opérations arithmétiques, existent des opérations logiques de sauts conditionnels, et une instruction très importante appelée « lecture de table » qui permet, étant donné une correspondance connue à l'avance entre les adresses de valeurs de fonctions et arguments, de trouver automatiquement la fonction en connaissant l'argument.

UNITÉS D'ENTRÉE ET DE SORTIE.

Unité lecture-perforation de cartes.

Permet de lire 200 cartes comportant des données ou des instructions à la minute et de perforer 100 cartes « résultats » par minute (De 1 à 3 de ces unités peuvent être associées aux circuits de calcul).

Tabulatrices.

Ce sont des unités entrée-sortie permettant de lire 150 cartes par minutes, et d'imprimer 150 lignes de 120 caractères à la minute. (Jusqu'à 3 de ces unités peuvent être associées au 650)

Unités Bandes Magnétiques.

De 1 à 6 lecteurs-enregistreurs à bandes magnétiques peuvent être connectés au 650.

Chaque bande magnétique peut enregistrer jusqu'à 4 600 000 caractères, ce qui donne à l'ordinateur 650 une capacité de mémoire pratiquement illimitée.

Il serait trop long de décrire ici les caractéristiques techniques des bandes magnétiques. Indiquons seulement qu'un des problèmes à résoudre était celui de la mise en vitesse de la bande en un temps très court. On lit en effet, lors de chaque instruction lecture de bande une portion de 8 à 12 cms de bande avec une vitesse de passage de 1,90 m seconde.

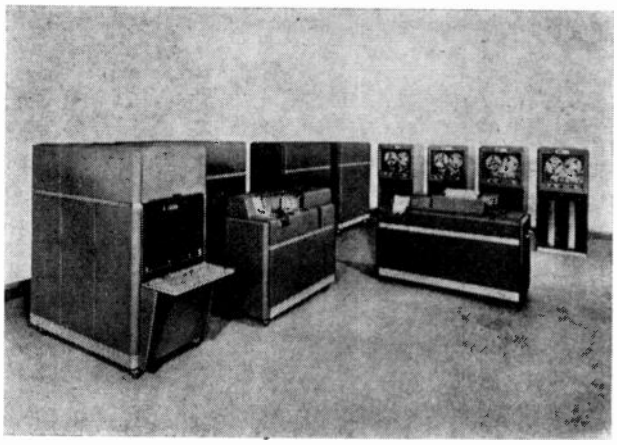


FIG. 3

Applications de l'ordinateur IBM 650.

Les quelques 400 Ordinateurs 650 déjà en service dans le monde sont utilisés à des travaux très variés.

Dans le domaine des calculs scientifiques, un très grand nombre de problèmes ont déjà été résolus, entre autres :

— Inversion de matrices,
— Corrélations, auto-corrélations, corrélations multiples,
— Programmation linéaire — méthode Simplex,
— Réseaux maillés,
— Calculs de trajectoires,
— Calculs de réacteurs,
— ....

Mais, c'est dans la résolution des problèmes de gestion que le 650 a apporté les résultats les plus spectaculaires en réduisant le nombre des opérations et le temps « machine ».

Des Compagnies d'Assurances, des Banques, des Sociétés Industrielles, des Compagnies de Chemins de fer et d'Aviation l'utilisent.

Mais nous voudrions indiquer en conclusion, qu'une telle machine n'a pas permis seulement de résoudre mieux et plus vite des problèmes résolus jusqu'à présent avec des machines à cartes perforées, chaque fois un ou plusieurs nouveaux problèmes ont été résolus qui ont apporté à la Direction de l'Entreprise une « meilleure gestion » montrant que le 650 était un excellent outil de Recherche Opérationnelle.

MÉTHODE DE RÉSOLUTION AUTOCOMMANDÉE SUR CALCULATEUR ÉLECTRONIQUE ARITHMÉTIQUE

PAR

Madame L. GAUDFERNAU

Docteur ès Sciences

Chef de groupe de Recherches à l'O.N.E.R.A.

Les calculs numériques ont fait l'objet de tant de travaux que l'essentiel de cette technique ingrate est connu et publié depuis de nombreuses années. Doit-on en déduire que la tâche de l'ingénieur en calcul numérique ne peut que consister en une transposition des calculs effectués par un calculateur humain, traduits à l'usage de la machine à calculer ? Cette phase indispensable permet de résoudre les problèmes de « première urgence » qui se posent dans un groupe de calculs, mais il est évident que cette utilisation est mal adaptée aux possibilités des machines à calculer, conduit à une rentabilité médiocre et, de plus, se heurte très vite à des problèmes insolubles.

A cette technique nouvelle doit correspondre un nouveau mode de raisonnement en calcul numérique, consistant, pour l'ingénieur, à faire une synthèse des lois du calcul numérique, des possibilités des machines et des modes de raisonnement logiques. C'est dans cet esprit qu'ont été menées les tentatives qui font l'objet de cet article.

1. — Principe de méthodes de calculs autocommandés.

1.1. — La plupart des machines à calculer répondent aux caractéristiques générales suivantes :

— *Rapidité* extrême de calcul, toujours incomparablement plus rapide qu'un calculateur humain,

— *Nécessité d'une programmation*, ou enchaînement des calculs détaillant complètement, non seulement les opérations arithmétiques, mais les opérations « de service » : transferts internes d'une mémoire à une autre mémoire, ordres de lecture, d'impression..., etc.

Dans une certaine mesure, diverses calculatrices modernes possèdent des dispositifs d'autoprogrammation qui allègent ce travail, et l'adaptent de façon optimum aux caractéristiques de la machine,

— Enfin, caractéristique importante, *l'existence des opérations logiques*. Le calculateur n'est pas seulement un opérateur aveugle qui exécute inflexiblement les mêmes cycles d'opérations : il est doué, en effet, de possibilité de discernement et de choix.

Le discernement se traduit par l'examen des signes des nombres algébriques et par des possibilités de comparaisons variées. Citons, à titre d'exemple, la comparaison de 2 nombres A et B, qui aboutit aux 6 éventualités liées :

A supérieur à B ;
A égal B ;
A inférieur à B ;
A différent de B ;
A supérieur ou égal à B ;
A inférieur ou égal à B.

Le choix, utilisant les résultats d'un examen préalable, permet d'ajouter, supprimer ou remplacer certaines données numériques par d'autres, certains éléments du schéma de calcul par d'autres. Sur les machines actuelles, dont les mémoires de très grande capacité renferment tout le programme, cette faculté est appelée généralement *saut* ou *rupture de séquence* : elle caractérise la possibilité de modifications d'un calcul pendant le déroulement des opérations, en fonction des résultats antérieurs, et sans intervention extérieure.

La machine doit ainsi choisir entre plusieurs éventualités consécutives à des opérations logiques : mais il est bon de noter que toutes ces éventualités doivent être prévues par le mathématicien et séparément programmées.

Si nous nous proposons, par exemple, de calculer :

$A + B$ si une autre quantité C est $\geqslant 0$

et $A - B$ si C est < 0,

on programmera systématiquement les opérations (1) $A + B$ et (2) $A - B$, l'opération (2) étant par exemple uniquement commandée par le succès de l'opération logique $C < 0$.

Citons quelques exemples utilisés à tout instant au cours des calculs :

— arrêt d'une extraction de racine carrée, par la méthode de Newton, lorsque la précision est suffisante,

— remplacement de sin 170º par sin 10º,

— remplacement de $L(z)$, lorsque z est compris entre n et $n+1$ entiers, par : $L\left(\frac{Z}{n+1}\right) + L(n+1)$; le développement de $L\left(\frac{Z}{n+1}\right)$ est alors toujours convergent ;

— suppression d'une division, lorsque le diviseur est nul, etc...

1.2. — Possibilité d'asservissement numérique.

Le calculateur dispose d'un critère d'examen. Il peut être utilisé à rechercher les altérations à faire subir aux variables, de façon soit à déterminer un optimum, soit à minimiser une erreur.

Dans les cas de détermination d'une certaine variable répondant à des conditions mathématiques données explicitement, la recherche de la solution peut être envisagée par l'enchaînement logique suivant :

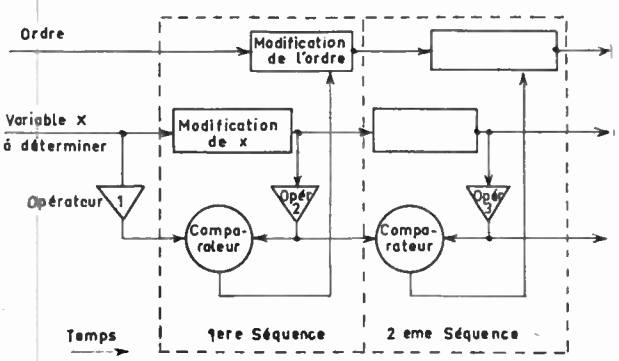


Fig. 1

Il est à noter que cette méthode d'approche ne suppose nullement le problème résolu mathématiquement.

Le résultat (1), obtenu avec une valeur arbitraire de la variable d'entrée, est comparé au résultat (2) obtenu avec une valeur systématiquement modifiée. L'examen ainsi effectué permet d'altérer la variable d'entrée dans un sens favorable, jusqu'à ce que la condition soit satisfaite avec une précision fixée à l'avance.

Cette méthode nécessite seulement l'existence d'un critère d'examen, dont nous soulignons l'aspect logique. (Par exemple condition d'existence d'une solution, etc...).

Cette méthode s'apparente à un asservissement dans la mesure où, tous les éléments fonctionnels étant imposés par le problème, un bouclage asservit la grandeur de sortie à satisfaire une condition donnée. Elle en diffère évidemment par l'étagement dans le temps de l'exécution des différentes fonctions du schéma. Ce décalage dans le temps se retrouve d'ailleurs dans tous les dispositifs automatiques traitant des informations purement numériques.

1.3. — Sur le plan mathématique, cette méthode s'apparente, d'autre part, *aux méthodes d'itération* dans la mesure où une erreur, un résidu, conditionnent la correction à apporter aux variables.

Elle en diffère néanmoins dans la mesure où la liaison itérative entre l'erreur et la correction est *d'ordre analytique*, c'est-à-dire suppose la connaissance d'une formule approchée liant l'erreur à la correction.

Cette liaison est *d'ordre logique* dans la méthode dite d'asservissement numérique. Soulignons que l'absence de cette information, que constitue la relation analytique, est compensée par une mesure supplémentaire : la connaissance de la fonction pour une valeur systématiquement modifiée de la variable.

L'itération pourrait être ainsi représentée par le schéma suivant :

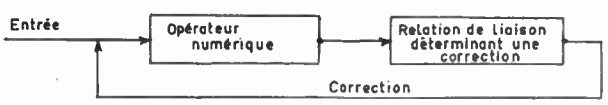


Fig. 2

En résumé, nous pourrons dire que l'itération nécessite une relation réalisant une inversion approchée du système donné, alors que la première méthode ne nécessite, comme tout asservissement, qu'une comparaison pour l'élaboration d'une correction de l'erreur.

Il est probable sans doute que la solution itérative, lorsqu'elle est possible, donnera lieu à un nombre de récurrences moins grand que la solution 2. Par contre, le nombre d'opérations dans chaque boucle est beaucoup plus réduit dans les solutions du type 2, puisqu'elles *consistent exclusivement à écrire le problème sans le résoudre*. En cela, la méthode se rapproche de celles utilisées en calcul analogique : ici comme là apparaîtront des difficultés lorsque le problème présentera plusieurs variables ou fonctions inconnues liées. Les méthodes itératives ne semblent pas, par contre, présenter cet inconvénient, car supposant le système approximativement inversé, les corrections ont des poids différents sur chaque variable et agissent globalement.

Nous donnerons maintenant quelques exemples où la méthode exposée est appliquée à des résolutions pour lesquelles on ne connaît ni solution explicite, ni relation d'itération.

2. — Application à l'équation générale f (z) = 0

Recherche d'une solution réelle.

Aucune hypothèse, hors la possibilité de calculer numériquement $f(z)$, n'est faite sur les propriétés algébriques de cette fonction.

La méthode pratique est calquée sur le schéma logique de la figure 1 : la variable réelle z est systématiquement modifiée à chaque séquence. Les deux opérateurs calculent $f(z)$ et le comparateur agit sur l'ordre de modification de z.

La loi de balayage très simple, que nous adoptons généralement, est une progression arithmétique.

Si nous appelons :

$$z_0$$
$$z_1 = z_0 + r$$
$$z_2 = z_1 + r = z_0 + 2r$$
$$\text{- - - - - - - - -}$$
$$z_i = z_{i-1} + r$$

les abscisses successives définissent les intervalles, les valeurs correspondantes seront notées :

$$f(z_0)$$
$$f(z_1)$$
$$\text{- - - -}$$
$$f(z_i)$$

et le passage par la solution se traduit par :

$$f(z_i) \cdot f(z_{i-1}) < 0$$

inégalité qui commande simultanément une inversion du sens du balayage et une diminution de la largeur des intervalles, sur lesquels le calculateur reprend le calcul des valeurs de la fonction ; les séquences se succèdent jusqu'à l'instant où une nouvelle inversion du signe de la fonction déclenche à nouveau l'inversion du sens du balayage et la diminution des intervalles.

Les intervalles diminuant à chaque changement de signe, dans un rapport donné, l'abscisse tend vers une limite qui est une solution de l'équation donnée.

La raison de la progression des abscisses prend successivement les valeurs suivantes :

$$r_0$$
$$r_1 = r_0 \cdot k \qquad (-1 < k < 0)$$
$$r_2 = r_1 \cdot k = r_0 \cdot k^2$$
$$\text{- - - - - - - - -}$$
$$r_p = r_0 \cdot k^p$$

Dès la première inversion de signe, la racine est connue à r_0 près.

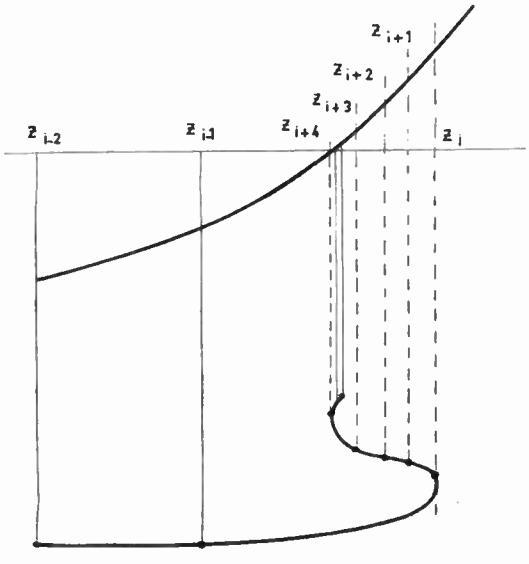


FIG. 3

En particulier, si le rapport de réduction k est choisi égal à $-0{,}1$, la racine est approchée avec une erreur inférieure à r_0, puis à $10^{-1} r_0$, $10^{-2} r_0$, ... $10^{-p} r_0$, alternativement par excès et par défaut.

Réalisation pratique :

Le programme comprend donc, après introduction des coefficients numériques caractérisant $f(z)$, une seule *unité-programme* qui détermine la valeur numérique de $f(z_i)$, compare $f(z_i)$ et $f(z_{i-1})$, en déduit l'opportunité d'un changement du sens de variation de z et se reboucle sur elle-même.

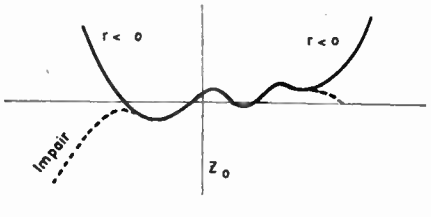


FIG. 4

Exemple de réalisation : équation algébrique à coefficients réels, recherche des racines réelles.

L'équation algébrique générale :

$$A_n z^n + A_{n-1} z^{n-1} \ldots . A_0 = 0$$

est représentée, pour z réel, par une courbe ayant l'allure générale (fig. 4) ou sa symétrique si $A_n < 0$.

Chaque racine réelle correspond à une intersection avec l'axe des abscisses.

L'élément programme calculera donc :

$$f(z) = A_n z^n + \ldots\ldots + A_0$$

Les seuls *paramètres arbitraires* résident dans le choix des conditions initiales de balayage de z_0 et r_0.

— l'abscisse initiale sépare le plan en 2 demi-plans qui seront balayés respectivement avec r positif et r négatif,

— à moins de connaître a priori l'ordre de grandeur des racines, il est simple de partir de z_0 négatif très grand, r_0 positif très grand.

Evidemment, si l'on désire connaître seulement :

— les racines négatives, il suffit de choisir

$z_0 = 0$, r négatif

— les racines positives

$z_0 = 0$, r positif.

Précision :

L'équation ne subissant aucune transformation mathématique, aucune hypothèse conduisant à négliger certains coefficients, la précision avec laquelle les racines sont connues est homogène avec la précision des coefficients. En particulier, à tout instant, la racine est connue à $r_0 \cdot k^p$ près.

Les programmes réalisés prévoient systématiquement la possibilité d'obtenir la solution avec 9 chiffres significatifs, le 9e étant connu à une unité près. Bien entendu, il n'est pas obligatoire de prolonger les calculs jusqu'à un tel degré de précision. Pratiquement, on se fixe à l'avance une précision donnée.

Temps de résolution. Il est fonction :

— du degré de l'équation,

— de la précision souhaitée,

— de l'opportunité des paramètres de balayage.

Le tableau ci-dessous donne les temps élémentaires d'obtention, sur le calculateur Gamma dont nous disposons, d'une racine réelle pour les équations de degré variable de 3 à 20. La précision citée est certaine, et non probable.

Nb de chiffres	degré 20	11	3
1	1′ 02″	46″	30″
2	1′ 54″	1′ 22″	50″
3	2′ 46″	1′ 58″	1′ 10″
4	3′ 38″	2′ 24″	1′ 30″
5	4′ 30″	3′ 10″	1′ 50″
6	5′ 22″	3′ 46″	2′ 10″
7	6′ 14″	5′ 22″	2′ 30″
8	7′ 06″	5′ 58″	2′ 50″
9	7′ 58″	6′ 24″	3′ 10″

Pratiquement, l'ordre de grandeur du temps moyen est la moitié de celui-ci. (Le chiffre rencontré n'est pas, évidemment, pour chaque chiffre significatif, dans le neuvième intervalle balayé). Par contre, il faut ajouter des temps morts : au départ, perforation de quelques cartes, et choix des paramètres. Dans le cours du travail, après détermination d'une racine, le choix des nouveaux paramètres de balayage... et l'examen critique des résultats en cas de minimum presque nul ou de racine double. Dans ce cas, un sous-programme intercalé dérive l'équation donnée, et recherche la position des minima de la dérivée. Nous en reparlerons dans les paragraphes suivants.

3. — Domaine d'application.

Le domaine d'application que nous allons indiquer est l'objet de plusieurs études, soit terminées, soit en cours de réalisation, soit seulement préparées.

3.1. — Equations algébriques a termes réels.

3.1.1. — *Racines réelles.*

C'est l'exemple que nous venons d'exposer.

En pratique, les programmes sont prévus jusqu'à des équations de degré 20 et permettent :

— l'étude des dérivées successives par élément de programme intercalé, remplaçant A_p par $p\ (p-1)\ldots (p-i)\ A_{p+i}$ dans le tableau des coefficients enregistrés dans le calculateur,

— la modification arbitraire du rapport de réduction k de la raison du balayage.

3.1.2. — *Racines complexes.*

Pour des raisons strictement techniques (le calculateur actuel ne possède que 31 mémoires), nous avons limité le programme aux équations de degré 15 : c'est d'ailleurs une limite suffisante, même dans les problèmes de stabilité les plus complexes.

Les dérivations de l'équation, toujours possibles dans les mêmes conditions que précédemment, perdent leur intérêt.

Le balayage à 2 paramètres dans le plan complexe est actuellement effectué par échelons successifs : si la variable est notée :

$$z = x + jy$$

à partir de $z_0 = x_0 + jy_0$, on fait varier alternativement x et y soit :

$$z_1 = x_1 + jy_0 \qquad x_1 = x_0 + a$$
$$z_2 = x_1 + jy_1 \quad ----\ y_1 = y_0 + b$$
$$z_3 = x_2 + jy_1 \qquad x_2 = x_1 + a$$

La méthode repose toujours sur le même schéma logique, mais avec deux paramètres, au lieu d'un.

La comparaison porte sur le module de $f(z)$:

$$|f(z)| = |P + jQ| = M$$

Ce module tend vers 0 lorsque z tend vers une racine. C'est donc le sens de variation de M qui sert de critère. Pratiquement d'ailleurs, nous examinons le carré du module, et non le module.

A chaque séquence, la machine imprime en tableau :

x_0	y_0	P_0	Q_0	M_0^2
x_1	y_0	P_1	Q_1	M_1^2
x_1	y_1	P_1'	Q_1'	$M_1^{2'}$

Toutefois, la machine peut converger vers un minimum non nul du module. Diverses remarques, basées sur l'analycité de la fonction complexe $f(z)$, permettent de se rendre compte très vite, au bout de quelques séquences, que la machine ne converge pas vers une racine. Il faut alors reprendre des conditions initiales différentes. Il est intuitif, et l'expérience le vérifie, que cette éventualité, qui augmente le temps de résolution, se présente d'autant moins que l'équation est de degré peu élevé.

On a donc prévu un sous-programme réduisant systématiquement le degré après chaque racine trouvée.

Pratiquement, *le processus est le suivant* dans la résolution :

— détection des racines réelles à l'aide du premier programme avec division systématique par $x-x_0$, par sous-programme intercalé. On est donc ramené à une équation ayant toutes ses racines complexes conjuguées,

— le programme est alors déclenché à partir de conditions initiales dont les ordres de grandeur sont en rapport avec les poids des monomes de l'équation.

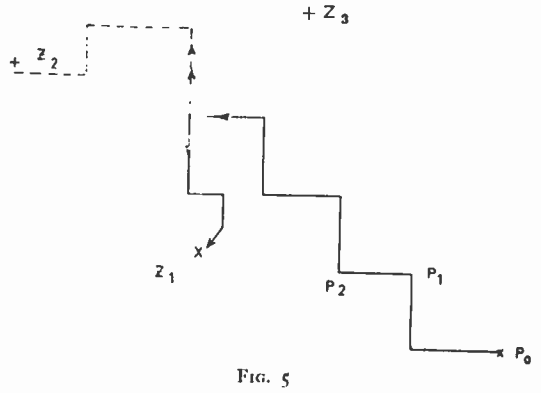


FIG. 5

Le graphique ci-contre image le processus de balayage réalisé par la machine : Figurons dans le demi-plan à partie imaginaire positive, les racines complexes d'une équation donnée.

(toutes les racines réelles ont été éliminées précédemment). Nous opérons alors comme suit :

1re *séquence* :

A partir de P_0 et suivant un chemin P_0 à P_n supposons que nous ayons atteint une racine : z_1.

On opère alors, z'_1 étant conjugué de z_1, la division :

$$\frac{A_n z^n + A_{n-1} z^{n-1} + \dots A_0}{(z - z_1)(z - z_1')} = B_{n-2} z^{n-2} + \dots B_0$$

par sous-programme.

2e *séquence* :

Le balayage est effectué à partir *des mêmes conditions initiales* ; la machine va donc suivre le même début de parcours, par exemple de P_0 à P_n, mais la racine z_1 ayant été éliminée, le parcours divergera pour se diriger, soit vers z_2, soit vers z_3.

On opèrera alors la division :

$$\frac{B_{n-2} z^{n-2} + \dots + B_0}{(z - z_2)(z - z'^2)} = C_{n-4} z^{n-4} + \dots C_0$$

et ainsi de suite jusqu'à l'épuisement de toutes les racines.

L'expérience a montré que l'on avait intérêt à toujours repartir des mêmes conditions initiales après obtention d'une racine.

En suivant un tel processus, la probabilité d'apparition de minima non nuls est faible.

Avant de donner 2 exemples numériques concrets, signalons que la méthode de commande des coordonnées du point d'affixe z n'est pas unique. Celle qui a été adoptée, relativement simple, peut être remplacée par des méthodes beaucoup plus efficaces, mais nécessitant un programme stocké à l'avance en machine. (Calculateur à tambour magnétique). Les temps de résolution seraient considérablement réduits sur une telle machine.

Premier exemple.

Le premier exemple choisi, qui est de degré 6, est particulièrement intéressant car cette équation a également été résolue sur une *machine analogique* spécialisée récente :

$$2z^6 + 3z^5 + 8z^4 + 6z^3 + 5z^2 + 7z + 2 = 0$$

Nous avons trouvé par notre méthode : (fig. 6),

$x_1 = -0{,}910\,151\,158$

$x_2 = -0{,}352\,948\,251$

$z_3 = 0{,}373\,592\,877 \pm 0{,}927\,119\,685\ j$

$z_4 = -0{,}492\,043\,172 \pm 1{,}695\,169\,90\ j$

Cette même équation a été proposée à la machine analogique anglaise ISOGRAPH qui procure des résul-

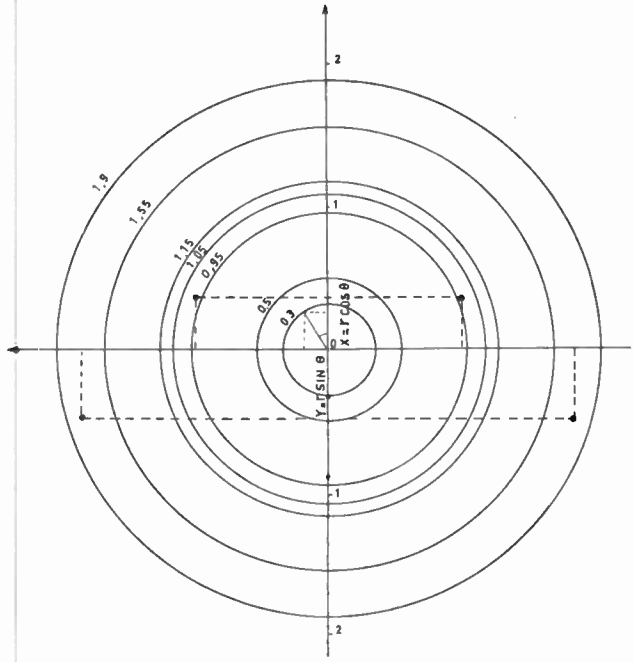


FIG. 6

tats permettant de bien saisir les différents stades de la méthode numérique.

Le principe de l'ISOGRAPH repose sur le théorème de Cauchy : si f (z) est une fonction analytique, et si le point z décrit un contour fermé (c) dans le sens direct, le point $f(z)$ décrit une certaine courbe transformée du contour (c), dont le nombre de révolutions autour de l'origine est égal à la différence entre le nombre de zéros et le nombre de pôles de $f(z)$ à l'intérieur de (c). Le contour choisi dans le plan de la variable est un cercle de centre 0

$$z = r \cdot e^{i\theta}$$

La variation du nombre de boucles de la courbe transformée du contour, lorsque le rayon croît de r_1 à r_2, est égale au nombre de racines situées entre ces cercles (fig. 7).

La machine électronique, et électromécanique, trace automatiquement sur un tube cathodique la courbe transformée du cercle :

$$r = \text{constante.}$$

On approche une racine en faisant varier manuellement r.

Lorsque le contour correspondant passe par l'origine, on a trouvé le module d'une racine. On en trouve l'argument en cherchant manuellement sur le contour, l'homologue de l'origine.

Les croquis de la figure 7, obtenus sur l'ISOGRAPH, illustrent bien la déformation du contour. On situe aisément la position des racines dont les valeurs numériques ont été indiquées plus haut.

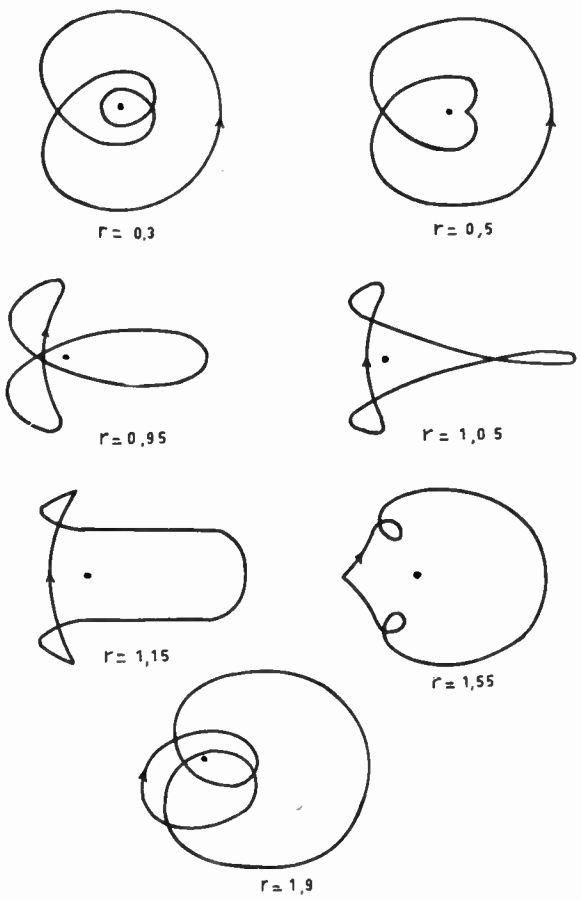


FIG. 7

Second exemple.

Citons maintenant une équation de degré 20, construite à partir de racines connues :

$$x^{20} - 979\ x^{16} + 247\ 731\ x^{12} - 16\ 908\ 529\ x^{8} \ldots + 221\ 021\ 776\ x^{4} - 207\ 360\ 000 = 0$$

On a effectué successivement :

— recherche des racines réelles x_1 à x_{13}
— et divisions successives par $x-x_1 \ldots x-x_{10}$
— recherche des racines complexes.

On a obtenu :

$x_1 = -5{,}000\ 000\ 01$
$x_2 = -4{,}000\ 000\ 01$
$x_3 = -3{,}000\ 000\ 02$
$x_4 = -2$
$x_5 = -1{,}000\ 000\ 01$
$x_6 = 1$
$x_7 = 1{,}999\ 999\ 99$
$x_8 = 3{,}000\ 000\ 01$
$x_9 = 4$
$x_{10} = 5$

$z_1 = \pm 1\ j$
$z_2 = \pm 2\ j$
$z_3 = \pm 3\ j$
$z_4 = \pm 4\ j$
$z_5 = \pm 5\ j$

La méthode de résolution des équations algébriques, que nous venons d'exposer présente, par rapport aux méthodes classiques, divers avantages :

— précision plus élevée,

— vitesse comparable sur une même machine,

— résolution d'équations de degré très élevé,

Il est difficile de citer des temps concrets, mais indiquons comme ordre de grandeur moyen une heure pour une équation de degré 7 avec un opérateur entraîné (8 à 9 chiffres exacts).

3.2. — Equations algébriques a coefficients complexes.

Cette question n'ayant jamais été soulevée au cours de pose de problèmes, nous n'avons pas encore éprouvé la nécessité d'en réaliser le programme. Celui-ci serait limité encore davantage par le faible nombre des mémoires dont nous disposons, mais le principe ne soulève aucune difficulté.

— les produits $(A_i + j\ B_i).\ z^n$ obéissent à l'algèbre classique,

— la racine s'obtient par annulation simultanée de la partie réelle P et de la partie imaginaire Q de la fonction, c'est-à-dire, comme précédemment, du module,

— par contre, la présence des racines conjuguées disparaît, ce qui conduirait à un travail plus long.

3.3. — Equations transcendantes.

Ce sont toutes les équations de la forme $f(z) = 0$, où f est une combinaison plus ou moins complexe de fonctions transcendantes.

Citons : $e^x + \sin x - 2 = 0$, par exemple.

Ces fonctions sont toujours calculables, en particulier au moyen de développements en série, ce qui nous conduit au cas général de recherche des racines réelles d'une fonction $f(z)$. Des équations du type $\dfrac{f(x, \sin x..)}{g(x, \cos x..)} - A = 0$ ont été résolues par utilisation de la même méthode générale.

3.4. — Equations implicites.

Soit une équation implicite $\varphi(x, y)$ qu'on souhaite résoudre sous la forme :

$$y = \psi(x)$$

Supposons provisoirement, que la connaissance de la courbe représentative de y nous suffise, et que son expression mathématique soit d'un intérêt secondaire. Nous résoudrons :

$$\varphi(x_0, y) = 0,$$

équation à une variable du type :

$$\varphi_0(y) = 0$$

qui se résout en recherchant la solution y_0 qui annule $\varphi_0(y)$.

Nous obtiendrons ainsi y_0 correspondant à x_0.

Nous résoudrons successivement :

$$\varphi(x_1, y) = 0 \quad \text{d'où } y_1$$

— — — — — —

$$\varphi(x_n, y) = 0 \quad \text{d'où } y_n$$

On connaîtra ainsi des couples de valeurs associées :

$$x_0\ x_1 \ldots\ldots x_n$$

$$y_0\ y_1 \ldots\ldots y_n$$

en nombre aussi grand qu'on le désire.

Si une expression mathématique de cette solution $y = \psi(x)$ nous intéresse, nous pourrons en obtenir une représentation, soit au moyen de polynômes, soit de fonctions transcendantes, soit de coefficients de Fourier, si y est périodique. Ces problèmes sont par ailleurs programmés au centre de calcul de la Direction de Physique.

3.5. — Inversion de fonctions et de tables.

3.5.1. — *Fonctions.*

Soit $x = \varphi(y)$ à résoudre sous la forme :

$y = \psi(x)$ en des points x_i donnés à l'avance

Il nous faudra résoudre successivement :

$x_0 - \varphi(y) = 0$ qui donnera y_0

$x_1 - \varphi(y) = 0$ qui donnera y_1

— — — — — etc...

3.5.2. — *Tables.*

Soit la table I :

x_0	y_0
$x_0 + \Delta x$	y_1
— — — — — — —	
$x_0 + n\ \Delta\ x$	y_n

que nous souhaitons inverser, c'est-à-dire mettre sous la forme II :

y_0	x_0
$y_0 + \Delta y$	x_1
— — — — — — —	
$y_0 + n\ \Delta\ y$	x_n

Il est nécessaire de faire choix d'une méthode d'interpolation de la table I, ce qui revient à connaître, dans un intervalle fini, une expression analytique approchée :

$$y = f_i(x) \qquad \text{pour } x_i \leqslant x \leqslant x_{i+1}$$

ce qui nous ramène au problème précédent : déterminer x tel que y ait la valeur y_n que nous voulons voir figurer dans la table II.

3.6. — Résolution d'équations différentielles ou d'équations intégrales.

Selon une méthode classique en *calcul analogique*, remplaçons dans une équation différentielle :

$$f(x, y, y', y'' \dots y^{(n)}) = 0$$

les fonctions $y, y', y'' \dots y^{(n-1)}$, par :

$$y^{(n-1)} = \int y^{(n)}\, dx$$

— — — — —

$$y' = \int y''\, dx$$

$y^{(n)}$ étant la dérivée d'ordre le plus élevé, nous remplaçons ainsi l'équation différentielle proposée par une équation intégrale entre la nième dérivée et la variable x : $g(x, y^{(n)}) = 0$

On peut alors se proposer de chercher la solution en des poiints $x_1, x_2 \dots x_{i-1}, x_i \dots$ du domaine de variation de x.

Si l'on connaît la solution au point x_{i-1}, la solution x_i satisfera à l'équation $g = 0$, les conditions initiales en x_{i-1} étant connues : l'intervalle $x_{i-1}\ x_i$ étant suffisamment petit, les intégrales successives de $y^{(n)}$ peuvent être approximées par :

$$(1)\quad \left|\begin{array}{l} y_i^{(n-1)} = y_{i-1}^{(n-1)} + (x_i - x_{i-1})\ \dfrac{y_i^{(n)} + y_{i-1}^{(n)}}{2} \\ y_i^{(n-2)} = y_{i-1}^{(n-2)} + (x_i - x_{i-1})\ \dfrac{y_i^{(n-1)} + y_{i-1}^{(n-1)}}{2} \\ \text{— — — — —} \\ y_i' = y_{i-1}' + (x_i - x_{i-1})\ \dfrac{y_i'' + y_{i-1}''}{2} \\ y_i = y_{i-1} + (x_i - x_{i-1})\ \dfrac{y_i' + y_{i-1}'}{2} \end{array}\right.$$

L'équation intégrale $g = 0$ est transformée en une simple équation en $y^{(n)}$ pour chaque valeur de x. On se retrouve bien, pour résoudre, dans le domaine d'application de la méthode décrite : pour chaque valeur de x, la grandeur dont la variation est commandée sera $y^{(n)}$; le critère de comparaison sera la valeur prise par l'équation g, les dérivées successives étant calculées numériquement, comme indiqué en (1).

Les corrections successives de $y^{(n)}$ tendront à minimiser le résidu de l'équation g. Pour parvenir à une précision fixée d'avance, précision dont on reste maître du choix, il sera nécessaire d'effectuer un certain nombre de séquences élémentaires.

Notons tout de suite que chaque séquence est réalisée en un temps minime, car on se contente simplement *d'écrire « le texte » de l'équation g.*

Pour achever de rendre automatique le cheminement de la solution, il suffit de prévoir un accroissement élémentaire de x et le départ sur les nouvelles conditions initiales, dès que le critère d'erreur minimum a été satisfait.

Ce mode de fonctionnement est finalement extrêmement proche du fonctionnement d'un calculateur analogique résolvant la même équation différentielle (fig. 8).

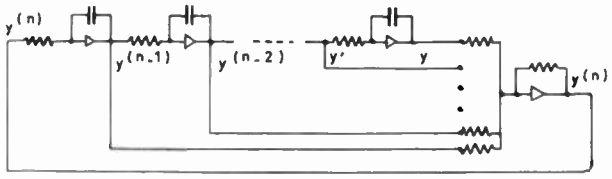


Fig. 8

Les dérivées successives, élaborées par une chaîne d'intégrateurs, sont convenablement additionnées pour obtenir la dérivée d'ordre le plus élevé qui boucle la chaîne.

Réalisation.

Sur le plan pratique, on voit que les éléments importants du programme sont indépendants de l'équation différentielle traitée :

— balayage de $y^{(n)}$,

— opérations automatiques de comparaison et de commandes,

— commande automatique de l'accroissement de la variable x par le critère de précision.

Le calcul de $g(x, y^{(n)})$ dépend naturellement de l'expression de l'équation de départ, mais c'est généralement court et simple, même sur des équations très complexes : il suffit en effet simplement d'écrire les opérations algébriques ou non, où interviennent les dérivées successives.

Exemple.

Nous montrerons maintenant sur un exemple très simple les différentes étapes numériques de la méthode :

Soit l'équation : $y'' - 2y' + 2y = 0$

Sa résolution a été obtenue au moyen de trois éléments juxtaposés de programme :

1. Introduction des conditions initiales

— x_0, y_0, y_0', y_0'', en l'occurence : 0, 1, 1, 0.

— de la largeur des intervalles $dx = x_i - x_{i-1}$

— d'une hypothèse arbitraire, notée a, de variation de y'' dans un intervalle $x_{i-1}\ x_i$.

2. Calcul du résidu de l'équation donnée pour deux valeurs successives de a, détermination du sens de variation utile de a et, éventuellement, correction de la valeur absolue de a, ce qui correspond à une discussion simultanée de deux éléments.

3. Enfin, examen de l'ordre de grandeur du dernier résidu obtenu, comparé à une erreur-type choisie arbitrairement, examen dont le résultat autorise — ou non — le passage à l'intervalle suivant : pratiquement, pour augmenter la rapidité des calculs, ce dernier élément n'est pas utilisé après chaque calcul de résidu, mais après une vingtaine de résidus.

Dans le cas considéré, dont la solution $y = e^x \cos x$ est connue, nous avons obtenu :

— avec $dx = 0{,}05$ $a = 0{,}1$ y avec 5 chiffres exacts.
y' et y'' avec 4 chiffres.

— avec $dx = 0{,}01$ $a = 0{,}01$ y avec 6 chiffres exacts.
y' et y'' avec 5 chiffres.

Le critère d'erreur était, dans les deux cas : résidu inférieur à 5.10^{-8}.

Citons les temps correspondants :

1 – 1′ 18″ par intervalle

2 – 1′ 14″ par intervalle, mais 5 fois plus nombreux

Il est certain que la méthode s'adresse surtout aux classes d'équations différentielles dont on ne connaît pas de solution explicite calculable numériquement.

Techniquement, comme nous l'avons vu dans l'exemple précédent, le programme de calcul comprendra des portions de programme indépendantes de l'équation traitée ; on conçoit qu'une équation dont on connaît une solution mathématique ne sera pas obligatoirement résolue numériquement à partir de la forme analytique de sa solution.

Conclusion.

On peut penser à comparer la machine numérique ainsi programmée à une machine analogique. La solution analogique a généralement une durée totale de quelques secondes, quel que soit pratiquement le genre de problèmes. Les machines numériques actuelles, de type série, accuseront un temps beaucoup plus long, si l'on tient compte de l'introduction et de l'extraction.

Dans le premier cas, il sera aisé de répéter plusieurs fois la solution, de modifier certains paramètres et de saisir immédiatement leur influence pour parvenir, par exemple, à un optimum. La solution numérique offre théoriquement les mêmes possibilités, mais de façon moins pratique et plus coûteuse puisque la durée totale du calcul est plus longue. Toutefois, la précision est supérieure.

Par ailleurs, la machine analogique garde un net avantage dans les problèmes à plusieurs variables, où les méthodes purement numériques manquent de souplesse et de rapidité ; il n'est pas toujours possible de réduire préalablement par élimination, le nombre de variables.

Par contre, la machine analogique, *dans l'état actuel de la technique*, perd beaucoup en souplesse dès que l'on s'écarte des problèmes entrant dans la classe des systèmes d'équations différentielles linéaires à coefficients constants. Ceci est dû à la complexité et surtout au prix des opérateurs non linéaires (multiplieurs, traducteurs de fonctions, etc.) dont la précision et la souplesse ne sont pas cohérentes avec celles des opérateurs linéaires (intégrateurs et additionneurs). La machine numérique conserve alors tout son avantage car elle ne se soucie guère de l'aspect linéaire — ou non linéaire — des opérations programmées.

Les exemples que l'on a donnés montrent bien que les frontières entre la machine analogique et la machine numérique ne sont pas aussi strictes que l'on aurait pu le penser il y a quelques années encore. L'avenir nous apportera sans doute des machines analogiques à entrée et sortie numériques possédant également des organes de calcul numérique suffisamment rapides pour s'adapter à l'échelle des temps de la machine (Time Shared Computers).

De son côté, la machine numérique à grande capacité sera peut-être munie de dispositifs commodes facilitant les problèmes différentiels ; on compte déjà dans ces directions quelques essais.

Il est certain que l'Ingénieur en calcul numérique doit pouvoir, dans l'état actuel de la technique, orienter les problèmes soit sur le calculateur numérique — soit, plus rarement peut-être — sur le calculateur analogique ; et, parallèlement à ce point de vue, il convient de ne pas oublier l'aide presque quotidienne que peut apporter une petite machine analogique à l'Ingénieur de Recherches.

La méthode de calcul, dite d'asservissement numérique, que nous avons exposée au cours de ces lignes, est très éloignée des méthodes usuelles de calcul numérique adaptées aux opérateurs humains. Les machines analogiques ont montré la nécessité de méthodes spéciales d'écriture des problèmes, s'apparentant aux idées fondamentales des systèmes asservis. La méthode d'asservissement numérique et les méthodes de même type, concrétisent, à notre avis, un besoin des centres de calcul équipés de machines électroniques.

Le problème des calculs numériques semblait autrefois consister en la découverte de moyens susceptibles de réaliser automatiquement les calculs effectués par un calculateur humain, calculs lents, coûteux et fastidieux ; les lois fondamentales de ce calcul numérique ont été édictées dans de nombreux traités.

Les machines à calculer plus ou moins puissantes ont permis d'effectuer assez aisément ces types de calculs ; mais l'Ingénieur en calcul numérique doit aborder maintenant de nombreuses classes de problèmes devant lesquels le mathématicien est mal armé et dont la solution numérique était impensable

il y a quelques années encore (problème d'optimum, recherche opérationnelle, etc...).

Après plusieurs années d'exploitation d'un groupe de calcul scientifique, nous croyons que les méthodes classiques de calcul numérique ne sont pas parfaitement adaptées aux machines à calculer modernes. Les méthodes classiques donnent lieu, généralement, à un nombre minimum d'opérations arithmétiques. Mais le rendement global d'une machine à calculer est loin de dépendre uniquement du nombre d'opérations arithmétiques programmées. Dans les quelques tentatives exposées au cours de ces lignes, un de nos premiers soucis était précisément d'adapter la méthode aux performances et aux structures des machines numériques.

Il ne faudrait pas déduire, de la lecture de ces lignes, une tendance à s'éloigner de l'analyse mathématique classique, au profit de méthodes qui pourront paraître un peu brutales à un premier examen.

Ces méthodes ne s'opposent nullement à la puissance et à l'originalité de l'outil mathématique ; elles doivent le compléter et soulager le mathématicien de tâches fastidieuses car, dès maintenant, nous pensons que les problèmes scientifiques, après formulation mathématique, doivent être proposés à un centre de calcul numérique avant de donner lieu à une étude mathématique approfondie. Il y a certainement beaucoup à apprendre d'un tel rapprochement entre le théoricien et l'ingénieur en calcul numérique : certaines recherches à un stade très primaire s'orienteront différemment en fonction des possibilités sans cesse croissantes du calcul numérique automatique.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ET RÉALISATION D'UN ADDITEUR BINAIRE PARALLÈLE

PAR

M. BATAILLE

Ancien élève à l'Ecole Polytechnique
Ingénieur ESE
Chef de Groupe à l'ONERA

INTRODUCTION

1re Partie

Principe de fonctionnement et organisation logique

1-1. — Fondements arithmétiques binaires.
1-2. — Organisation et fonctionnement de l'additeur.
1-3. — L'ordonnateur.

2e Partie

Réalisation

2-1. — Généralités.
2-2. — Le basculeur bistable.
2-3. — Liaisons entre éléments.
2-4. — Standardisation.
2-5. — Forme matérielle et performances.

Introduction.

Il y a de très nombreuses manières d'établir un organe de calcul effectuant l'addition comme opération de base. On pourrait les distinguer de trois points de vue qui sont :

1° Le système de numération utilisé : binaire, décimal voire tout autre base. En numération décimale, chaque chiffre peut en outre être codé, par exemple en binaire normal ou réfléchi, en « biquinaire », en « 5 dont 2 », etc... ;

2° Le mode de représentation électrique, utilisant exclusivement ou en association les modes parallèle ou série. En décimal, on peut imaginer des représentations en série pour les chiffres d'un même nombre et en parallèle pour le codage d'un chiffre ou encore l'inverse ;

3° Le mode de transformation pour obtenir la somme de deux nombres. Les différences portent essentiellement sur la manière de détecter les retenues à effectuer et de reporter ces retenues. On peut notamment éviter de multiples reports successifs sur un même rang binaire et se limiter à un report.

L'additeur, dont il est ici question, opère avec une *représentation algébrique* des nombres. Il fonctionne à grande vitesse suivant le mode *parallèle* avec un circuit pour chaque rang binaire.

Le déclenchement des opérations est *asynchrone* : il peut être fait à la demande aussitôt qu'une précédente opération est terminée et pas obligatoirement à une cadence fixée.

Etant donné le grand nombre d'éléments mis en œuvre, l'organisation des circuits et le mode de réalisation ont été pensés de manière à rendre plus *commodes* l'examen du fonctionnement, le diagnostic et la localisation des fautes tant pour la mise au point que lors des contrôles préventifs ou d'une panne. Dans ce but l'organe de commande est *apériodique*, c'est-à-dire qu'il peut fonctionner à toute cadence depuis une certaine cadence maximum jusqu'au pas à pas déclenché manuellement, ceci par un seul réglage central.

Par ailleurs des dispositions de *contrôle marginal* sont prévues pour détecter au cours d'examens systématiques les éléments trop usés qui sont près de faillir.

Les circuits sont formés avec des sous-ensembles standardisés. Le matériel a été étudié pour être *interchangeable* et *durable* – et ce ne fut pas le moindre travail – malgré la dispersion de caractéristiques, l'usure ou le vieillissement de tous les éléments, l'échauffement et les variations des tensions d'alimentation communes, ceci sans aucun réglage.

D'autre part des problèmes non négligeables se sont posés pour la réalisation du câblage, en sorte que les effets parasites des impédances et couplages de connexions ne perturbent pas le fonctionnement.

1. — Principe de fonctionnement et organisation logique.

1-1. — Fondements arithmétiques binaires.

Dans son état actuel l'additeur décrit fonctionne avec 22 rangs binaires (6 décimales) à virgule fixe mais l'extension est prévue jusqu'à 45 rangs (13 décimales) ainsi que le fonctionnement en virgule flottante. Pour des raisons qui ne peuvent être détaillées ici, l'intervalle des rangs binaires représenté dans les circuits est celui des nombres inférieurs à 1. Cette représentation est algébrique, les nombres négatifs étant représentés par le complément à 2 de leur valeur absolue. Ce système permet d'effectuer les additions en traitant le rang indiquant le signe comme un rang binaire. Ainsi si B est le nombre à représenter :

si $B \geqslant 0$ la représentation est B soit 0,.....

si $B < 0$ la représentation est $2 - |B|$ soit 1,..

Nous ne nous étendrons pas ici sur la justification des règles de l'addition (ou d'autres opérations) ni sur la règle qui permet de former la représentation d'un nombre négatif.

Cette règle est la suivante :

si la valeur absolue du nombre B à représenter est $|B| = b_1\, b_2 \ldots . b_N$

ce qui signifie que $|B| = b_1\, 2^{-1} + b_2\, 2^{-2} + \ldots . + b_N\, 2^{-N}$.

la représentation algébrique de B (qui est $2 - |B|$) s'obtient :

1º En « inversant » tous les chiffres binaires de $|B|$ c'est-à-dire en remplaçant 0 par 1 et 1 par 0 (opération repérée $\overline{B}$ en algèbre logique) ;

2º En ajoutant $+ 2^{-N}$ c'est-à-dire 1 au rang extrême droit.

Cela correspond à la relation suivante qu'il est facile de démontrer

$$2 - |B| = \overline{B} + 2^{-N}$$

Rappelons maintenant quelques aspects de l'addition de deux nombres binaires, utiles pour l'explication du fonctionnement de l'additeur parallèle.

Tout d'abord on sait que l'addition de deux chiffres binaires $a + b$ correspond aux 4 cas suivants :

a	0	0	1	1
$+ b$	0	1	0	1
$a + b$	0	1	1	10

le 4e cas où il y a 1 et 1 dans les deux facteurs donnant lieu à un report de retenue sur le rang voisin à gauche. Ces 4 relations peuvent être écrites en algèbre symbolique sous la forme suivante qui est utilisée pour la réalisation des additeurs du type série,

$$t = a + b = (a \cup b) - (a \cap b)$$

$\cup$ opérateur ou

$\cap$ opérateur ET

report $r = a \cap b$

Mais dans le cas d'un additeur parallèle on regarde ceci d'un autre point de vue pour la raison suivante : afin de réduire le matériel on s'arrange pour obtenir le total t par transformation d'un des facteurs a ou b. Les relations deviennent les suivantes :

a	0	0	1	1
t avant	0	1	0	1
t' après	0	1	1	(1) 0

on voit que : si $a = 1$ il faut inverser t soit :

$t' = t$ si $a = 0$

$t' = \overline{t}$ si $a = 1$

Pour la retenue on remarquera que si l'on a d'abord transformé t en t', il y a retenue si $a = 1$ et $t' = 0$ (cas $a \cap \overline{t'}$).

Passons maintenant à l'addition de deux nombres binaires de N chiffres,

$$A = a_1\, 2^{-1} + a_2\, 2^{-2} + \ldots . + a_n\, 2^{-n} + \ldots . + a_N\, 2^{-N}.$$

$$T = t_1\, 2^{-1} + t_2\, 2^{-2} + \ldots . + t_n\, 2^{-n} + \ldots . + t_N\, 2^{-N}.$$

On commencera par additionner les chiffres de même rang et on obtiendra par la règle indiquée plus haut.

$$T' = t'_1\, 2^{-1} + \ldots\ldots\ldots + t'_N\, 2^{-N}.$$

Il reste alors à détecter les retenues et à en effectuer le report ; ce problème est compliqué par le fait que le report sur un rang où il y a déjà 1 donne lieu à un autre report.

Exemple :

$$\begin{array}{r} 11 \\ +\ 01 \\ \hline 100 \end{array}$$

Pour que différents reports n'arrivent pas simultanément sur un même rang, on peut imaginer des solutions utilisant des transmissions retardées des retenues d'un rang sur l'autre. Ces solutions ne conduisent pas à des additeurs beaucoup plus rapides que les additeurs du type série.

Pour éviter ces retards, il faut s'arranger pour détecter en une seule fois toutes les retenues à faire et les reporter en une seule fois ; c'est ce qui est fait dans l'additeur que nous allons maintenant décrire.

des changements d'état du basculeur ; la commande symétrique effectue l'inversion de l'état. Les entrées « lectures » attaquent les portes et donnent lieu à un signal de sortie seulement si le basculeur est dans l'état 0 ou 1 correspondant au côté lu.

Chaque rang binaire a_n ou t_n est représenté par un tel élément et les nombres A et T sont représentés par un ensemble d'éléments que nous appellerons « chiffreur » A ou T.

Un troisième chiffreur R est prévu pour emmagasiner les retenues en attendant le moment de les reporter ; ce rôle de mémoire est analogue à celui des lignes à retard. De plus ce chiffreur R participe à une disposition qui permet de détecter en une fois toutes les retenues à effectuer. L'organisation des circuits est la suivante :

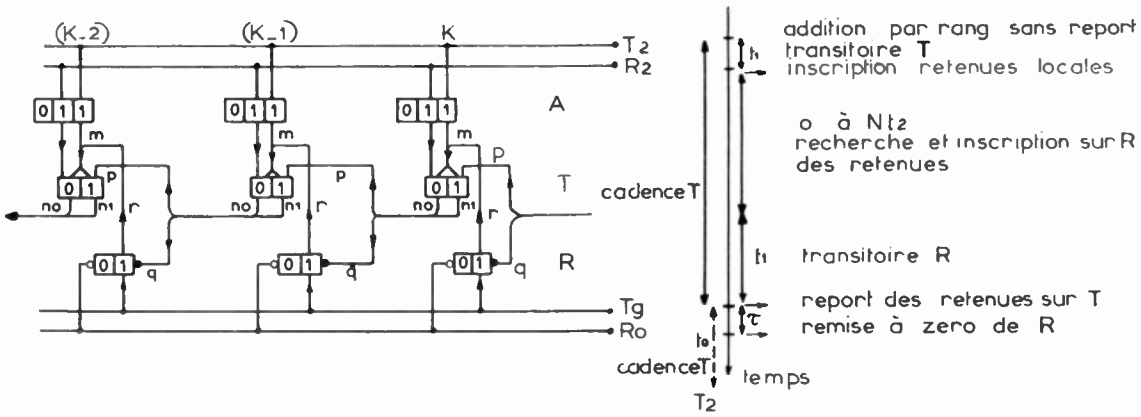


FIG. 2 — m inversion t si $a = 1$
n_0 retenue locale directe
n_1 retenue cumul
p recherche cumul
q inscription retenue

t_0 cadence des bistables
t_1 durée régime transitoire ouverture porte
t_2 durée transmission lecture une porte
τ durée impulsion de lecture
si $2t_1 + \Delta t_2 > t_0$ durée max. : $2t_1 + \Delta t_2 + \tau$.
cadence max. : $2t_1 + \Delta t_3 + t_0$

1-2. — ORGANISATION ET FONCTIONNEMENT DE L'ADDITEUR.

Dans un circuit du type parallèle, chaque rang binaire est représenté par un élément distinct du type bistable ayant deux états d'équilibre dont l'un représente la valeur 1. Avant d'aller plus loin il est nécessaire de préciser le sens du symbole utilisé pour les éléments bistables, qui est le suivant :

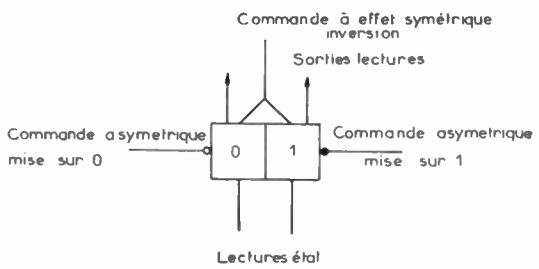


FIG. 1

Le rectangle symbolise l'ensemble d'un basculeur bistable et de deux « portes » contrôlées par ce basculeur. Les entrées notées « commandes » déclenchent

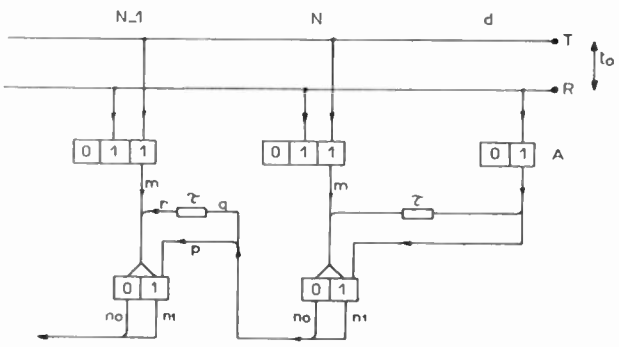


FIG. 2 bis

Des interconnexions sont réalisées entre les trois chiffreurs et des lignes de commandes disposées pour déclencher les différentes phases successives dans l'ordre T_2, R_2, T_g, R_0 (la lettre majuscule indique le nom de l'élément basculeur qui peut changer d'état sous l'effet de la ligne).

– Une première disposition commandée par la ligne T_2 effectue l'addition par rang sans report :

au k^e rang inversion de t_k par liaison m si $a_k = 1$

Quand le régime transitoire des éléments t est terminé (durée t_1) la ligne R_2 est utilisée pour rechercher les retenues à effectuer et les inscrire — sans les reporter sur T — sur les éléments R.

Il y a retenue dans chaque rang k si au départ $a_k = t_k = 1$; après effet de la ligne T_2 les positions sont $a_k = 1$ et $t'_k = 0$.

Cette coïncidence d'état donne lieu à des retenues « locales » qui sont repérées par les liaisons n_0 et q, cette dernière emmagasinant la retenue au rang $(k-1)$ voisin à gauche.

Les retenues « locales » qui viennent d'être détectées, peuvent donner lieu à d'autres retenues si le rang $(k-1)$ où elles devront être ajoutées vaut lui-même 1. Dans ce cas il y a une retenue à prévoir au rang $(k-2)$; si ce rang vaut 1, il y a retenue au rang $(k-3)$ et ainsi de suite. Il y a ainsi retenues « cumulées » et « en chaîne » dont le cas le plus complet se produit pour l'addition

$$\begin{array}{r} \ldots\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1 \\ +\ \ldots\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1 \\ \hline 1\,0\ 0\ 0\ 0\ 0 \end{array}$$

La liaison p est prévue pour détecter le cas où le rang $t_{k-1} = 1$ et une retenue sera à faire au rang $(k-2)$; la liaison n_1 inscrit alors cette retenue et examine le besoin d'une retenue au rang $(k-2)$ et ainsi de suite.

Dans le cas de report en chaîne le plus complet il y a propagation d'un signal de droite à gauche à travers toutes les portes côté 1 des éléments de T ; la durée de cette transmission n'est pas négligeable, soit Nt_2 sa valeur maximum, N étant le nombre de rangs binaires.

— Quand l'inscription des retenues est terminée et que le régime transitoire du dernier élément R est terminé (Durée t_1), on peut effectuer le report des retenues. C'est la ligne T_g qui le déclenche : si $r_k = 1$ on inverse t_k. Aucune retenue n'est plus à prévoir puisque toutes ont déjà été détectées.

— En dernier lieu, le chiffreur R est remis à zéro pour être en état d'effectuer une autre addition ; ceci peut être fait dès que l'impulsion de durée τ a traversé les portes R. Au total la durée de l'addition est $2\,t_1 + N\,t_2 + \tau$. La cadence de répétitions de l'addition diffère car les basculeurs t pouvant avoir été changés d'état à l'instant T_g il faut attendre un temps t_0 avant d'envisager un autre changement déclenché par T_2 ; t_0 est le temps de résolution des basculeurs.

La *cadence maximum* est donc, $\boxed{2\,t_1 + Nt_2 + t_0}$

Si les basculeurs fonctionnent à $t_0 = 1$ microsecondes et présentent des transitoires de durée $t_1 = 2$ microsecondes, et si un temps de 1 microsecondes est compté pour la traversée des N portes (10 fois 0,1 microseconde) la cadence possible est 12 microsecondes.

Avec des basculeurs plus rapides et des transmissions à moindre retard, on pourrait obtenir plus rapide, 3 microsecondes, par exemple.

Soustraction.

On n'effectue pas à proprement parler de soustraction : pour faire $T - A$ on transforme A en $(-A)$ et on additionne $T + (-A)$. Avec la représentation algébrique utilisée $(-A)$ est représenté par $2-A = \overline{A} + 2^{-N}$.

$\overline{A}$ est obtenu en inversant l'état de tous les éléments a. L'addition $+\ 2^{-N}$ est analogue à une retenue reportée sur le rang extrême droite aussi est-il possible de faire cette addition de 2^{-N} non pas avant l'addition $T + (-A)$ mais pendant cette addition au même titre qu'une retenue. C'est le rôle d'un élément dA de préparer une retenue au rang de droite suivant la disposition ci-dessous.

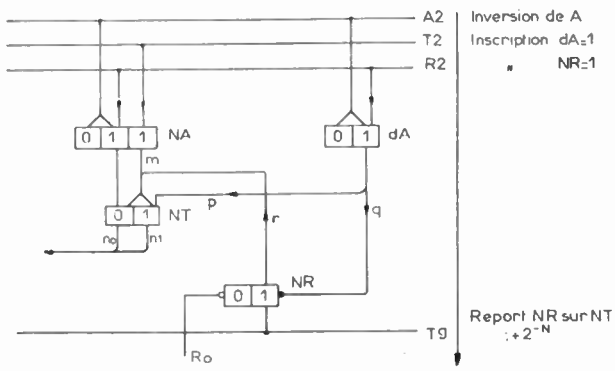


Fig. 3.

Cette disposition, prévue pour la soustraction, peut également servir pour arrondir certains résultats ; d'autres dispositions sont prévues pour effectuer les décalages à droite et à gauche des chiffreurs, en vue d'autres transformations (multiplication, division, racine (*), cadrage en virgule flottante).

Les opérations logiques sont également possibles.

Pour l'opération d'addition logique (OU) on fait en sorte d'utiliser certaines dispositions existantes en partant de l'identité suivante,

$$\overline{A}U\,(A \cap Q) = (A U \overline{A}) \cap (A U Q) = A U Q$$

$A U \overline{A}$ représente l'ensemble des cas. Sachant effectuer $\overline{A}$ (ligne A_2) et l'opération $A \cap Q$ et s'aidant de la ligne T_2, on peut effectuer l'opération OU par la suite de commandes : T_2, A_2, $\cap$.

Tant que l'on fonctionne en virgule fixe des dispositions simples peuvent être prévues pour détecter les « dépassements » lorsque le résultat devient supérieur à 1 ; par exemple, pour 0,7 + 0,7 = 1,4. Ces dispositions ne seront pas détaillées ici.

Remarques :

1° Pour l'addition, des dispositions pourraient

(*) Suivant les processus étudiés par MM. Couffignal et Bouzitat (Note technique ONERA, n° 21).

être prévues suivant le même principe sans utiliser de chiffreur R (cependant celui-ci a un autre rôle dans les décalages de nombres). On est alors amené à prévoir des retards de transmission, soit entre les basculeurs t et les portes de retenue (cas du calculateur PERM)* soit sur la commande de report (figure 2 bis) ;

Ces dispositions ne permettent plus la décomposition pas à pas de la recherche des retenues et des reports.

2° Quels que soient les détails de l'organisation, il apparaît que la cadence maximum d'addition est $2\,t_0 + Nt_2$, t_0 étant la cadence basculeur et t_2 le retard par étage.

1-3. — L'ordonnateur.

A la suite de M. Bouthillon, nous appellerons « ordonnateur » l'organe qui déclenche les transformations successives dans l'additeur, en envoyant des impulsions successivement sur les différentes lignes de commande.

Pour l'addition et la soustraction, le circuit essentiel est un distributeur déclenché qui recevant une impulsion de départ envoie des impulsions successivement sur A_2 (soustraction seulement) – $T_2 - R_2 - T_g - R_0$.

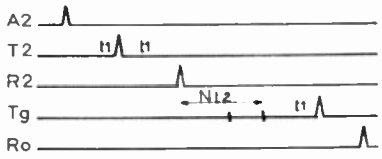


Fig. 4.

Entre chacun des instants de commande des lignes, doivent s'écouler certaines durées qui ont été appellées t_1, Nt_2, t_0. Le diagramme ci-dessus précise la disposition des signaux dans le temps.

On peut concevoir une telle distribution en alignant un certain nombre de circuits de retard (lignes à retard, basculeurs monostables ou autres). En dehors des problèmes de réalisation de retards stables, cette solution a les inconvénients,

1° De ne pouvoir fonctionner qu'à une seule cadence, le réglage des durées étant compliqué et limité en étendue ;

2° De ne pas pouvoir fonctionner pas à pas c'est-à-dire en s'arrêtant après l'envoi d'un signal sans envoyer le suivant. Cette possibilité est très utile pour la mise au point ou la vérification du fonctionnement.

Pour obtenir un distributeur fonctionnant soit pas à pas, chaque pas étant déclenché manuellement, soit à cadence plus ou moins lente nous avons conçu une « cellule de retard » utilisant un basculeur bistable piloté par un circuit central dit « horloge » et qui déclenché donne lieu à une impulsion retardée dont le retard est fixé par la cadence de l'horloge.

(*) Elektronische Rundchau, octobre 1955.

Ainsi réalisé le distributeur est « apériodique » dans le sens qu'il n'a pas de fréquence propre de fonctionnement. Il est « asynchrone » c'est-à-dire que son fonctionnement est déclenché de l'extérieur indépendamment du cycle d'horloge.

Le retard créé par une cellule peut être de 1 ou 2 « unités de temps » horloge. Pour réaliser cette disposition l'horloge elle-même comporte un distributeur en anneau à 3 positions commandé, soit par un générateur d'impulsions dont la cadence peut être réglée entre 1 Hz et 1 MHz, soit par un « monogénérateur » d'impulsions (basculeur monostable convenablement utilisé) déclenché par un contact manuel ou récurrent automatique (entre 1 et 100 secondes). Cette dernière disposition permet le fonctionnement pas à pas.

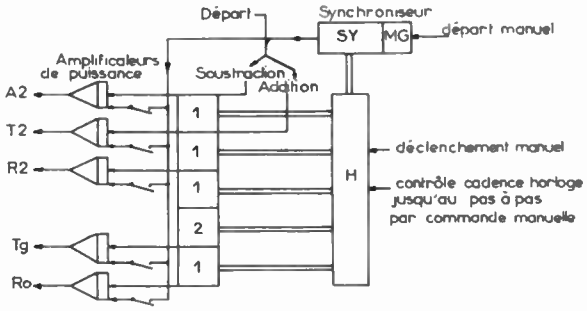


Fig. 5 — Ordonnateur - addition - soustraction

La figure 5 représente l'organisation d'ensemble de l'horloge H et de la partie de l'ordonnateur relative à l'addition et la soustraction. On y remarquera les amplificateurs de puissance commandant les lignes et une disposition auxiliaire comportant un « monogénérateur-synchroniseur ».

Le synchroniseur, dérivé du distributeur piloté, crée à partir d'une impulsion produite à un instant quelconque une impulsion synchronisée avec un instant-horloge. On peut ainsi déclencher l'addition manuellement ou par tout autre signal extérieur. Un compteur « démultipliant » la cadence horloge est également prévu pour déclencher périodiquement une opération au cours de tests de durée, une vérification automatique du résultat étant faite après chaque opération.

Le monogénérateur est branché également pour une autre disposition utilisée pour les tests, disposition qui permet à l'aide de commutateurs d'envoyer une impulsion unique sur une des lignes de commande. Ayant fermé l'un des contacts que l'on voit à l'entrée des amplificateurs, on déclenche le monogénérateur et l'amplificateur correspondant envoie une impulsion sur sa ligne.

Les ordonnateurs commandant les décalages dans les chiffreurs ou les opérations logiques sont réalisés de façon analogue.

2. — **Réalisation.**

2-1. — Généralités.

Les circuits sont réalisés avec des tubes (série

miniature), des diodes au germanium et des transformateurs d'impulsion. La réalisation est faite sous forme de « sous-ensembles interchangeables » tant au point de vue fonctionnel électronique qu'au point de vue matériel, ceci pour diverses raisons dont les principales sont les suivantes :

1° Il y a un grand nombre de circuits élémentaires ayant même fonction ;

2° *L'interchangeabilité* sans aucun réglage permet le remplacement instantané d'où un gain de temps considérable à la mise en fonctionnement, en cours de maintenance ou en cas de panne ;

3° La constitution de *sous-ensembles* standardisés permet une fabrication de série ; celle-ci peut être faite d'avance sans préciser où chaque exemplaire sera utilisé ce qui permet d'autres travaux simultanément ;

4° *La standardisation* compte tenu de tous les facteurs possibles permet une fabrication sûre à partir d'éléments répondant à des spécifications définies – dans certains cas d'après leur utilisation spéciale – mais non sélectionnés et avec une sévérité normale.

Cette standardisation doit tenir compte des effets de facteurs multiples tels que,

– la dispersion des caractéristiques, qui peut aller jusqu'à $\pm$ 30 %,

– l'usure (tubes) ou le vieillissement (résistances, diodes),

– l'échauffement (résistances et diodes),

– les variations des tensions d'alimentation,

– le fait que les tensions sont communes et qu'il ne sera fait aucun réglage.

Là était d'ailleurs le véritable problème de réalisation de cet ensemble additeur qui pour 13 chiffres décimaux comporte avec les ordonnateurs plus de 1 000 tubes dont 300 basculeurs.

L'un des sous-ensembles essentiels est le basculeur bistable qui fait l'objet du paragraphe suivant.

2-2. — Le basculeur bistable.

Le mode de fonctionnement des circuits et le type de liaison prévu conduisent à utiliser le basculeur bistable en association avec des « portes de lecture ». Ces portes sont des tubes à 2 grilles dont une grille est connectée au basculeur en sorte que le tube est bloqué ou non selon l'état du basculeur ; par un signal envoyé sur l'autre grille on peut faire la « lecture » de l'état du basculeur sans changer cet état.

L'unité interchangeable comprend une double-triode et deux « tube-portes ». L'ensemble est équivalent à un relais ayant un contact de maintien, un contact travail et un contact repos.

L'aspect statique du fonctionnement étudié en vue d'une standardisation a été exposé dans un article de l'Onde Electrique (Février 1956 montage BV). Voici quelques indications sur l'aspect dynamique :

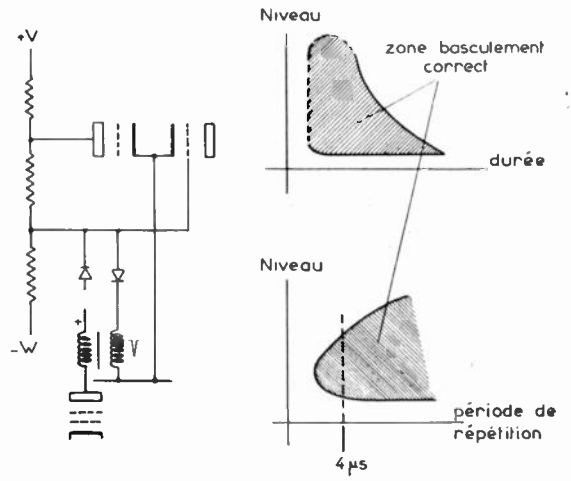


Fig. 6.

La commande du changement d'état se fait par les limiteurs comme l'indique la figure ci-dessus. Cette même figure donne deux graphiques représentant dans quelles conditions – pour le montage indiqué et avec le mode de commande utilisé – la commande est correcte en fonction de la durée des impulsions ou de la cadence de répétition. Au delà de 250 kHz la sensibilité à la commande diminue et les cadences plus élevées ne peuvent être obtenues qu'avec des niveaux plus forts voire critiques.

Compte tenu d'autres considérations sur les liaisons, un compromis a été établi pour le choix de la durée et de la cadence des impulsions.

2-3. — Liaisons entre éléments.

Les circuits de fonction logique « ET » sont réalisés avec des tubes à deux grilles de commande (type 5 915). Avec les dispositions de circuits prévues, ces portes ne fonctionnent jamais par coïncidence de deux impulsions, avec les difficultés de simultanéité et de forme que cela peut soulever. L'une des grilles est contrôlée par tension continue et l'autre reçoit une « impulsion de lecture ». un

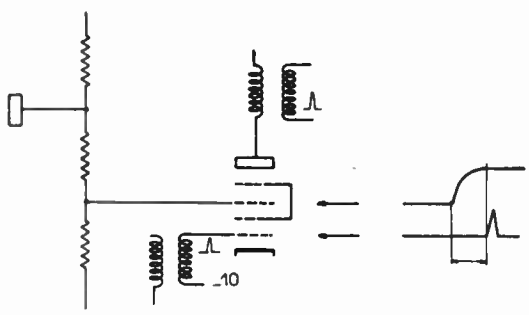


Fig. 7.

temps suffisant après le changement du potentiel continu de l'autre grille pour que le régime transitoire soit terminé.

Les circuits de fonction logique « OU » sont réalisés par des « mélangeurs » à diodes dont la résistance de charge est suffisamment faible, pour

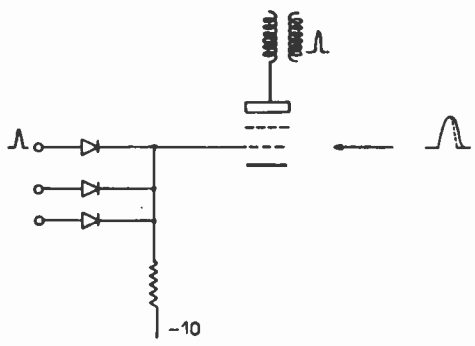


FIG. 8.

éviter un traînage exagéré des signaux. Dans le même but on ne peut brancher à la sortie des circuits mélangeurs des charges trop capacitives (liaisons assez longues par exemple) ; dans ce cas on utilise un tube séparateur plus ou moins puissant (6AU6 ou EL 84). L'ensemble mélangeur et séparateur constitue un élément standard dit « répéteur mélangeur ».

Les liaisons entre basculeurs et portes se font par tension continue. Lorsque la distance est grande ou qu'il y a de nombreuses portes à contrôler un amplificateur à charge cathodique est intercalé.

Les autres liaisons sont « alternatives » c'est-à-dire transmettent des impulsions sans transmettre les tensions continues. Les impulsions à transmettre partent toujours de l'horloge et aboutissent finalement à la commande d'un ou plusieurs basculeurs. Aucune impulsion n'est créée par différentiation d'un courant au moment du changement d'état d'un basculeur ; de cette manière, il est exclu qu'un changement d'état en déclenche un autre ; ainsi peut-on obtenir un fonctionnement pas à pas dont la commande soit centralisée par l'horloge.

Toutes les liaisons alternatives comprennent un transformateur d'impulsion résonnant attaqué au primaire par le circuit d'anode d'un tube et commandant au secondaire, soit un basculeur (en série dans un limiteur), soit un mélangeur ou une grille de tube.

Excité par l'impulsion de courant d'anode, le circuit oscille sur sa fréquence propre ; en amortissant au régime critique par une résistance (cas général) ou en éliminant avec une diode la deuxième alternance, on peut obtenir une seule impulsion qui est une répétition de l'impulsion arrivée sur la grille du tube. Les caractéristiques peuvent en différer car elles dépendent de celles du tube (courant) et du transformateur (self, capacité propre, capacité de câblage...). L'emploi de transformateurs a les avantages suivants :

1° Adaptation des impédances et des amplitudes ;

2° Séparation des tensions continues en obtenant au secondaire, en série dans les limiteurs, une très faible impédance en continu ;

3° Inversion éventuelle de polarité pour restituer une polarité positive ;

4° Point «froid» séparé de la cathode permettant une connexion de retour indépendante de la connexion de retour d'alimentation continue ;

5° Régulation de la durée de l'impulsion ; en effet, l'impulsion répétée tend toujours à prendre une durée et une forme fixée par l'oscillation propre du transformateur.

Les transformateurs sont réalisés en pots ferroxcube 14/8. Compte tenu de considérations de standardisation qui sont présentées plus loin, différents types ont été fixés pour les différents cas de liaisons.

Des dispositions spéciales sont prises pour les liaisons à longue distance (sans utiliser de câble coaxial), les liaisons groupées (risque de diaphonie) et les commandes multiplées (commande d'un grand nombre de basculeurs).

2-4. — STANDARDISATION.

On a déjà évoqué les raisons pour lesquelles la réalisation a été faite sous forme de sous-ensembles standardisés interchangeables (sans réglages) et les facteurs dont il y a lieu de tenir compte : dispersion, usure ou vieillissement, échauffement, tensions d'alimentation.

En ce qui concerne le fonctionnement statique des basculeurs, les normes ont été définies d'après l'étude publiée dans l'Onde Electrique de Février 1956 (bistable type BV) pour que les éléments soient interchangeables dans les conditions suivantes :

Tube 12 AU 7 ou 5 963 ou équivalent $\pm$ 30 % état neuf – usure jusque 50 % (20 000 Ohms internes).

Résistance à couche : $\pm$ 1 % état neuf – 20° C ; + 1 % vieillissement ; – 1 % échauffement + 25° C

Diodes 200 000 Ohms à 10 V. inverse à 45° C.

Alimentations : effet secteur $\pm$ 3 % ; ondulation $\pm$ 2 % ; résistance interne $\pm$ 3 %.

Du point de vue dynamique les liaisons ont été prévues en sorte que dans le cas le plus défavorable l'amplitude du signal sortant d'un étage soit toujours suffisante pour actionner l'étage suivant, même dans le cas où celui-ci est le moins sensible.

Les effets pris en considération sont les suivants :

– Effet de la dispersion de valeur de la self-induction (± 20 %) et d'une capacité parasite (+ 100 %) $\left(\text{l'amplitude dépend de } \sqrt{\frac{L}{C}}\right)$;

– Effet du désaccord entre l'impulsion d'attaque et l'accord propre du transformateur ;

– Effet sur le courant du tube de la dispersion (± 30 %), de l'usure (– 50 %), des tensions de chauffage (± 3 %), d'écran et d'anode. (Le courant nominal des portes est de 10 mA).

Compte tenu de tous ces facteurs, on trouve que dans le cas le plus défavorable, le signal est au $\frac{1}{3}$ de la valeur nominale, valeur qu'on obtiendrait si tous les éléments étaient dans l'état normal. On s'est donc arrangé pour que dans ces conditions nominales, il sorte un signal 3 fois plus fort, ainsi 30volts pour attaquer une grille polarisée à – 10 volts. L'amplitude des impulsions étant proportionnelle à $\sqrt{\frac{L}{C}}$ et leur durée à $\sqrt{LC}$ il a fallu choisir une durée convenable des impulsions assez longue, mais cependant acceptable par les basculeurs sans en diminuer trop la vitesse.

La durée nominale choisie est de 0,65 microseconde ; la durée effectivement rencontrée dans les circuits peut varier de 0,6 à 1,0 microseconde. La forme des impulsions est approximativement une demi-sinusoïde.

En ce qui concerne la cadence de fonctionnement les limitations proviennent d'une part des exigences plus grandes des basculeurs et des réductions de tolérances sur le signal (voir § 2-2 : au delà de 250 kHz), d'autre part des régimes transitoires dans les liaisons notamment entre basculeur et porte (2 microsecondes environ). La cadence normale prévue est de 500 kHz pour l'ensemble des circuits sans dépasser 250 kHz par basculeur. Un matériel 2 à 4 fois plus rapide pourrait sans doute être mis au point sans trop de difficultés : l'addition pouvant alors être répétée jusqu'à une cadence de 3 microsecondes.

Les différents « éléments complexes » ayant été construits suivant les normes puis mis en fonctionnement, des tests peuvent être nécessaires. Ce seront, soit des tests des éléments isolés (mesure du courant des tubes, de la self du primaire des transformateurs, du courant inverse des diodes...) le plus souvent statiques, soit des tests sur place en liaison avec d'autres éléments. On effectue alors des tests marginaux qui permettent d'évaluer la marge d'usure disponible jusqu'au mauvais fonctionnement. Ces tests sont effectués en agissant sur les 2 tensions d'alimentation des basculeurs ou sur la tension d'écran des tubes : celle-ci qui est normalement de 80 volts, est abaissée jusqu'à provoquer une faute. Par ailleurs ces tests localisent la faute dans un sous-ensemble qui est remplacé et réparé par la suite.

2-5. – Forme matérielle et performances.

Les éléments standards tels que les basculeurs bistables et répéteurs-mélangeurs constituent des unités interchangeables. Ces éléments sont groupés avec des éléments de liaisons (transformateurs, etc...) sur des platines standardisées correspondant à des fonctions données : additeur, distributeur, synchroniseur, compteur, répéteur, commutateur, etc...

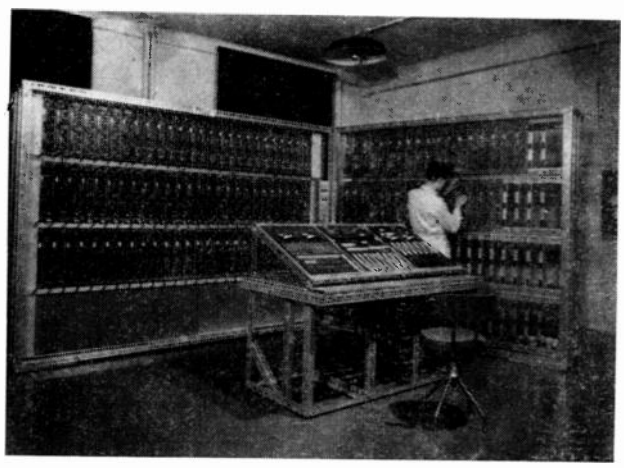


Fig. 9.

Ces platines sont réparties en surface sur des bâtis fixes. La photographie montre deux bâtis contenant les circuits de calcul et de commande pour calculer en virgule flottante avec 45 chiffres binaires.

Les alimentations forment un groupe séparé. Les tensions continues sont obtenues par redressement hexaphasé du secteur auparavant régulé à ± 3 %. Diverses sécurités sont prévues ainsi que des commutations pour mettre tout ou partie sous tensions marginales.

Une maquette préparatoire mise en essai de durée en effectuant une addition sur 9 rangs a fonctionné à ce jour 600 heures sans incident relatif à ce test particulier.

Un ensemble de la forme indiquée avec 22 rangs binaires a fonctionné jusqu'à 500 kHz sans que la cadence ait d'effet sur les marges d'usure (tests sous tension marginale de 60 V au lieu de 80 V nominal) ; sous tensions norminales on a atteint 700 kHz.

A la cadence nominale de 500 kHz (bistables à 250 kHz) l'addition peut être répétée à cadence de 12 microsecondes. Pour utiliser cet additeur, il faut évidemment des circuits de commande capables de fournir les données et extraire les résultats avec une vitesse comparable. Si au lieu d'un programme fixe et d'un faible nombre de données, on désire fonctionner avec des programmes de calcul quelconque et un grand nombre de données il faut prévoir une mémoire à accès rapide.

QUELQUES RÉFLEXIONS D'UN EXPLOITANT DE CALCULATRICES NUMÉRIQUES

PAR

J. CARTERON

Ingénieur des Télécommunications
Détaché à la Direction des Etudes et Recherches
de l'Electricité de France

D'un examen de la littérature technique prise dans son ensemble se dégage un fait intéressant à noter : le faible proportion des publications touchant les problèmes d'exploitation. Dans le domaine particulier des calculatrices électroniques modernes il est possible de trouver dans les revues françaises ou étrangères un nombre important d'articles concernant la technique des machines, les pièces détachées qu'elles emploient, les astuces de circuit qu'elles utilisent. Il est déjà plus difficile de trouver des exposés touchant la logique des circuits. Bien plus rares encore ont été les exploitants qui ont osé faire part de leurs propres problèmes.

Or il semble bien que ce silence soit nuisible au progrès des techniques nouvelles et à leur rapide diffusion. Si belle et si passionnante que puisse être une technique en elle-même, elle n'a son sens qu'orientée vers les besoins qu'elle satisfait. Si les constructeurs servis par leur connaissance approfondie des problèmes de construction sont les mieux placés pour concevoir les matériels, il n'empêche qu'un certain nombre d'options s'offrent à eux que seuls les désirs valables de leurs clients peuvent permettre de trancher utilement. Le premier objectif de cet article sera donc de donner l'avis d'un exploitant sur les caractéristiques importantes des matériels de calcul. Son second objectif visera à donner à ceux que les grandes possibilités offertes par ces matériels invitent à s'équiper, une vue réaliste des problèmes qu'ils rencontreront. Une expérience personnelle est toujours incomplète. Chacun ne peut parler que de la sienne propre. La nôtre couvre 3 ans, ce qui serait très peu en d'autres domaines pourvus d'un long passé. Encore sur ces 3 ans les 2 dernières années seules ont été des années de travail concret sur calculatrices numériques. C'est en fin 1953 en effet que fut mis en service le calculateur analogique de la Direction des Etudes et Recherches de l'Electricité de France et en fin 1954 que commencèrent les premières mises au point de programme sur calculatrices numériques. Les premiers mois de 1955 virent le démarrage de l'atelier de calcul numérique dont l'extension s'est poursuivie depuis à une cadence très rapide qui ne semble pas devoir marquer un proche pallier. Mais notre chance a été d'avoir eu tout de suite contact avec les problèmes les plus variés : électrique, hydraulique, thermique, nucléaire, économique, statistique, voire comptable. Ceci nous a toujours valu jusqu'à présent de travailler à la limite des moyens dont nous disposions malgré l'évolution rapide de ceux-ci. Cette tension est formatrice car elle oblige à tout instant à tirer le maximum des hommes et des machines et elle fait ressortir avec plus de netteté les déficiences des uns et des autres. Puissent d'autres expériences se confronter avec la nôtre pour un mutuel intérêt.

La première qualité que doit présenter une calculatrice réside dans la sécurité de fonctionnement. Le taux d'erreur ne sera jamais trop faible. Il faut bien considérer en effet que le premier devoir d'un atelier de calcul est de livrer des résultats absolument justes. Si peu nombreuses que soient les erreurs, elles ont une action extrêmement démoralisante qui sape à la fois la confiance du calculateur dans son matériel et celle du demandeur envers l'organisation de calcul. S'il faut mettre en première ligne pour en souligner l'importance ce problème de la sécurité c'est parce que, à sa naissance, toute technique doit faire la preuve de sa valeur pour s'imposer. Ce serait une erreur présomptueuse de croire que les spectaculaires performances des calculatrices modernes suffisent à entraîner l'enthousiasme des techniciens des autres branches. En bon ingénieur, ils jugent sur pièce et se moquent d'utiliser un outil neuf si la qualité du service rendu n'est pas convenable. Or, ce qui rend

le problème des erreurs particulièrement aigu en calcul automatique, c'est que cette automaticité exclut pratiquement ce contrôle humain que tout calculateur manuel garde sur son travail, en même temps qu'elle multiplie considérablement le nombre et la complexité des résultats. Du temps où les automobiles étaient faites à la pièce, bien des imprécisions de cotes pouvaient être compensées : la fabrication en série impose à chaque stade une rigueur infiniment plus grande. C'est sensiblement la même chose dans le domaine du calcul automatique. C'est pourquoi tout dispositif ou méthode de contrôle incorporé est accueilli avec joie par l'exploitant, à condition toutefois qu'il soit réellement efficace. On a beaucoup parlé du code binaire en chantant ses louanges car c'est le code le plus économique. C'est peut-être aussi le plus grave reproche que l'on puisse lui faire. La redondance est en effet une bonne chose injustement décriée car elle donne dans bien des cas le moyen d'un contrôle efficace. Ce n'est pas par hasard que les utilisateurs de bande magnétique ou perforée sacrifient une piste entière (divisant donc par 2 l'information binaire maximum enregistrable) pour obtenir le contrôle des lectures et enregistrements à l'aide d'une perforation d'imparité. Il incombe certes à l'exploitant de faire tous les contrôles utiles et d'adapter les méthodes à cet impératif de sécurité. Mais beaucoup de calculs techniques se prêtent mal à des recoupements efficaces, peu de méthodes sont auto-correctrices et même dans ce cas, il est indispensable que le taux d'erreur soit très faible. En fait, le contrôle est bien souvent synonyme de répétition, ce qui double le coût du travail.

Nanti d'une machine sûre, l'exploitant lui demande ensuite d'être rapide. Ce ne fut pas notre moindre surprise que de constater la chasse à la milliseconde qui s'impose inéluctablement après 3 mois d'expérience. La raison en est que si votre calculatrice va mille fois plus vite que l'ancien bureau de calcul manuel, les problèmes que l'on vous pose ne tardent pas à être 10.000 fois plus compliqués. Et dans cette valse des puissances de 10, la machine que vous propose le constructeur risque d'être en retard d'une unité. Il y a d'ailleurs beaucoup à dire sur cette question. Il est très difficile même à un praticien averti, d'apprécier la vitesse pratique d'un matériel dont il n'a pas eu l'usage. Il y a en effet bien souvent un abîme entre la vitesse théorique et la vitesse vraie. Que vous importe que l'addition se fasse en 500 μs si votre nombre provenant d'une lointaine mémoire se fait attendre 5 ms. Il ne faut pas oublier non plus que les opérations arithmétiques ne forment que la plus petite moitié des ordres d'un programme. La plus grosse place est remplie par les ordres de transfert et les instructions logiques qui permettent d'aiguiller les opérations selon un schéma prédéterminé. La souplesse du code d'ordres prend alors une importance considérable. Prenons un exemple simple : la disposition d'une instruction spéciale de consultation de table peut permettre d'extraire en un temps très bref d'un ensemble de données celle que l'on désire alors que le même résultat recherché par des ordres classiques de transfert, comparaison, variante, etc... peut demander de 10 à 100 fois plus de temps. Pour d'autres problèmes le travail en virgule flottante s'impose, car l'on ignore au départ l'ordre de grandeur des résultats. Si la calculatrice ne dispose pas d'instructions arithmétiques spéciales pour ce mode de représentation des nombres, le travail est facilement ralenti 10 fois. On pourrait multiplier à l'infini les exemples montrant la difficulté d'apprécier la vitesse vraie d'une machine. Or, c'est elle seule qui importe et si elle dépend évidemment des vitesses théoriques de base, elle est très loin d'être définie par elles.

Sûre et rapide, la calculatrice idéale doit ensuite être facile à exploiter. Et puisque la grosse charge de l'exploitant est la programmation, elle devra donc être d'abord facile à programmer. Cela suppose en premier lieu qu'elle soit riche en mémoires de façon à ce que le plus rarement possible on ne doive avoir recours à des « astuces » pour « tasser » les informations ou à de multiples transferts pour sortir et réintroduire les données qui n'ont pu se loger à l'aise. Cela suppose ensuite que le code d'ordres est clair et facile à comprendre. Il faut aussi qu'il soit riche, c'est-à-dire qu'il ne soit pas nécessaire de trop détailler à la machine, ce qui lui est demandé. A chaque fois qu'il est possible de remplacer par un ordre unique tout un paquet d'instructions tendant à un but défini tel que comptage des tours de boucle de programme, ou construction de l'instruction de renvoi après un sous-programme, cette simplification est la bienvenue. Si l'on songe par exemple que les constructeurs de l'EDSAC n'ont pas cru devoir la doter d'un sous-programme interne de division et que maintenant la multiplication et la division virgule flottante sont au programme de tous les constructeurs, on mesure la vitesse d'évolution en quelques années. Ce serait une erreur de croire que ce souci de simplicité soit pure paresse. Il s'impose pour deux motifs principaux. Tout d'abord parce que le nombre des problèmes différents qu'a à connaître le bureau de calcul d'une grande entreprise croît très vite. Si la raison déterminante pour l'achat ou la location d'un matériel est la solution de quelques gros problèmes inattaquables par d'autres moyens, il est très vite demandé au même outil la solution de bien d'autres questions de dimensions plus modestes mais que les facilités offertes par le calcul automatique permettent d'aborder plus économiquement ou plus rapidement. La charge d'un atelier croît donc très vite et dans deux directions ; d'une part par la complexité croissante de quelques problèmes difficiles, d'autre part par le foisonnement de multiples études d'importance moyenne pour lesquelles les divers services ont pris conscience des avantages apportés par le calcul automatique. Les responsables d'un groupe de calcul se trouvent donc très vite en face d'un engorgement d'études à mettre au point. Cette évolution est normale et souhaitable, elle montre que les méthodes modernes font leur preuve et satisfont les demandeurs. Il nous paraît maintenant acceptable de programmer des travaux dont le passage en calculatrice n'excède pas 3 à 4 heures. Encore faut-il que les travaux préliminaires et de mise au point n'exigent pas un effort prohibitif. D'ailleurs le recrutement actuel de personnel de programmation est difficile du fait de la

pénurie de techniciens et d'autre part le prix de la préparation n'est pas négligeable et toute économie sur ce chapitre est grandement payante.

Après avoir insisté sur la simplicité de programmation, je voudrais montrer l'importance de la simplicité d'emploi. C'est là une expression un peu vague mais où entrent bien des points qui ne sont qu'apparemment de détail et qui marquent profondément la vie d'un atelier. Ce sont d'abord les conditions d'introduction des données et d'extraction des résultats. Il est une opinion généralement répandue mais que notre expérience contredit totalement, qui sous-estime l'importance de ce problème de circulation des informations. Cette opinion est basée sur l'idée que les calculs techniques et scientifiques mettent en jeu peu de données pour de longs calculs. Si cela est exact pour certains travaux tels que le calcul matriciel : inversion, calcul de valeur propre, etc..., il en est d'autres qui nécessitent beaucoup d'informations : études statistiques par exemple, et d'autres où l'on examine un très grand nombre d'hypothèses qui délivrent beaucoup de résultats : études économiques. Une grande vitesse d'introduction et d'extraction est donc un facteur important. Ceci nous conduit d'ailleurs au problème du support de l'information et du dilemme : bande ou carte. C'est une grave erreur que de mépriser la carte perforée sous le prétexte souvent non avoué que c'est un moyen ancien, presqu'exclusivement utilisé au début pour des travaux administratifs auxquels elle serait seule adaptée. Il n'est que de comparer les vitesses de lecture et de perforation de cartes (de l'ordre de 200 caractères/seconde) pour constater qu'il est bien difficile d'approcher ces débits d'information avec des bandes perforées. Il faut bien remarquer aussi que c'est un support discontinu, qu'il est donc possible de grouper des données sur un support matériel indépendant portant les indicatifs voulus permettant de les caractériser aisément. Non seulement l'information reste ainsi aisément maniable et lisible mais elle se prête à de multiples manipulations par des moyens légers : trieuse, inter-classeuse, etc... qui ont leur place dans un atelier de calcul technique à cause de leur faible prix. Il est certes possible d'exécuter ces opérations à l'aide d'une calculatrice mais au prix d'une longue occupation de l'organe le plus précieux et le plus cher, d'un travail non négligeable de programmation, et dans des delais importants qui ne sont pas inférieurs à ceux du tri classique par trieuse. La bande magnétique qui s'impose impérativement par les grandes vitesses de lecture et d'enregistrement qu'elle est seule à permettre lorsqu'elle sert une calculatrice rapide, n'échappe pas aux défauts inhérents aux supports continus. Le tri des informations sur bande magnétique reste une opération coûteuse à tel point qu'à chaque fois qu'il est possible de le remplacer par un tri sur cartes, cela doit se faire. Il ne faut pas croire que ces manipulations soient rares en calcul technique ; maints exemples prouvent le contraire : sélection des hypothèses les plus économiques, choix des cycles à rendement optimum, classement d'informations en vue de dépouillement statistique ou d'analyse, représentation de fonction de plusieurs variables, etc...

A côté de ce problème si important pour l'organisation pratique du travail, on peut encore s'intéresser aux facilités offertes par la machine pour les divers contrôles et en particulier les contrôles de programme. Il faut entendre par là les moyens qu'a l'opérateur pour connaître ce qui se trouve en telle ou telle mémoire, les facilités de déroulement de programme en pas à pas manuel ou automatique, l'accès direct à certaines commandes par une console centrale, etc... Il ne s'agit pas là de questions essentielles mais de facilités se traduisant par des gains de temps appréciables à la mise au point des programmes.

Avant de conclure cette ébauche de définition d'une calculatrice idéale on ne peut passer tout à fait sous silence l'aspect économique. C'est une question partout sous-jacente et qui, au stade de la conception des matériels, décide des choix qui engagent leur structure. Il n'est pas de la compétence d'un exploitant d'en discuter longuement. Ce qu'il faut simplement ne pas perdre de vue, c'est que le prix de revient d'une étude ou d'un calcul dépend à la fois du prix des matériels et du temps passé. Dans le prix des matériels, il faut évidemment faire entrer tout l'appareillage annexe et ne pas oublier que de ce fait le prix isolé de la calculatrice ne rend compte qu'assez grossièrement du prix d'établissement d'un atelier. Quant au temps passé, il dépend de nombreux facteurs et parmi ceux-ci entrent les diverses caractéristiques dont il vient d'être question. Ce qui compte ce n'est pas tel ou tel temps partiel : c'est le temps « total » d'exécution, tous détails compris, et ces détails pèsent parfois très lourd dans la balance. On n'insistera jamais trop sur cet aspect global des temps d'exécution. Et c'est justement parce que l'exploitant est à même de mesurer chaque jour l'écart qui sépare les temps théoriques et ces temps globaux et de faire le partage entre la responsabilité qui lui en incombe et celle qui est due aux imperfections des matériels qu'il est bien placé pour attirer l'attention des constructeurs sur l'importance de tous ces facteurs. Si d'autre part ces quelques réflexions peuvent aider certains dans les choix qu'ils auront à faire au démarrage d'un ensemble de calcul elles auront rempli leur rôle.

LE PROBLÈME DE LA LOCALISATION DES VALEURS CARACTÉRISTIQUES DES MATRICES DANS LE PLAN COMPLEXE ET LES CRITÈRES DE STABILITÉ DE FONCTIONNEMENT DES MACHINES MATHÉMATIQUES ANALOGIQUES

PAR

Maurice PARODI

Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers

I. — Introduction.

En 1881, dans ses leçons au Collège de France, M. Maurice LÉVY avait fait observer que la démonstration du théorème fondamental de l'électrostatique, que tout système de corps électrisés admet un état d'équilibre et un seul, reposait essentiellement sur ce qu'un certain déterminant possédait la propriété d'être différent de zéro et qu'à sa connaissance, cette propriété n'avait pas été établie et qu'il serait désirable qu'elle le fût.

On sait en effet que les conditions d'équilibre d'un système de n conducteurs électrisés conduisent au système linéaire d'équations :

$$\sum_{j=1}^{n} C_{ij}\ V_j = Q_i \qquad i = 1,\ 2,\ \ldots\ n$$

Q_i et V_i représentant respectivement les charges et les tensions, les coefficients C_{ij} désignant, soit les capacités : $i = j$, soit les coefficients d'influence : $i \neq j$.

Les coefficients C_{ij} jouissent des propriétés suivantes

$$C_{ii} > 0 \qquad i = 1,\ 2,\ \ldots\ n$$

$$C_{ij} < 0 \qquad i \neq j, \qquad i, j = 1,\ 2,\ \ldots\ n$$

$$C_{ii} > \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{n} |C_{ij}|\ .$$

L'unicité des états d'équilibre sera donc établie si l'on montre que les conditions précédentes imposent au déterminant $||C_{ij}||$, de degré n, d'être différent de zéro.

Peu de temps après, un auditeur de M. M. LÉVY, M. Lucien LÉVY, en utilisant les propriétés élémentaires des déterminants, démontra cette proposition (1).

Plus tard, en 1902, M. J. HADAMARD, dans ses Leçons sur la propagation des ondes (2), rencontra un problème analogue et fut conduit à l'énoncé suivant qui comporte, comme cas particulier, celui de M. M. LÉVY : *Tout déterminant de degré n, $A = ||a_{ij}||$, $(i, j = 1, 2, \ldots n)$, à éléments réels ou complexes, tel que*

$$(1) \qquad |a_{ii}| > \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{n} |a_{ij}| \qquad i = 1,\ 2,\ \ldots\ n$$

est différent de zéro.

En voici la démonstration.

Supposons que le déterminant A soit nul, nous allons montrer que les relations (1) ne peuvent être satisfaites.

Envisageons le système linéaire et homogène de n équations à n inconnues $x_1, x_2, \ldots x_n$:

$$(2) \qquad \sum_{j=1}^{n} a_{ij}\ x_j = 0 \qquad i = 1,\ 2,\ \ldots\ n.$$

(1) Communication présentée aux Journées Internationales du Calcul Analogique (Bruxelles, Septembre 1955).

(1) Comptes Rendus de l'Académie des Sciences, 93, 1881, p. 236.

(2) Leçons sur la propagation des Ondes, Hermann, Paris, 1903, p. 13.

Si le déterminant des coefficients des inconnues, A, est nul, ce système admet un ensemble non nul de solutions $x_1, x_2, \ldots x_n$.

Désignons alors par x_k la solution de plus grand module :

$$|x_k| \geqslant |x_j| \qquad k \neq j \tag{3}$$

et considérons la k^e équation du système (2) ; elle s'écrit

$$a_{k1}\, x_1 + a_{k2}\, x_2 + \ldots + a_{kk}\, x_k + \ldots + a_{kn}\, x_n = 0.$$

Il en résulte

$$|a_{kk}\, x_k| \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{n} |a_{kj}|\ |x_j|$$

d'où, par (3),

$$|a_{kk}| \leqslant \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{n} |a_{kj}| \left|\frac{x_j}{x_k}\right| < \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq K}}^{n} |a_{kj}|$$

inégalité qui est en contradiction avec les relations (1)

La proposition est donc établie.

Le résultat de M. J. Hadamard contient celui de M. L. Lévy, mais sa méthode de démonstration est beaucoup plus puissante ; c'est, en effet, en ayant recours à un procédé analogue que récemment, de nombreux auteurs ont abordé le problème de la localisation des valeurs caractéristiques des matrices carrées dans le plan complexe, bien souvent sans signaler le travail de M. Hadamard (1).

Dans cet exposé nous allons, en premier lieu, établir un certain nombre de théorèmes qui permettent de préciser la région du plan complexe où se situent les valeurs caractéristiques d'une matrice carrée, puis montrer comment les résultats obtenus permettent d'aborder le problème de stabilité de fonctionnement des machines mathématiques analogiques et de préciser les conditions de validité de critères empiriques actuellement en usage.

II. — Le problème de la localisation des valeurs caractéristiques des matrices carrées dans le plan complexe.

1. Théorème fondamental.

Considérons une matrice carrée d'ordre n, $A = (a_{ij})$ à éléments réels ou complexes ; nous allons voir que ses valeurs caractéristiques se situent dans le domaine (D_1) formé par la réunion des n circonférences d'équations.

$$|a_{ii} - z| \leqslant \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{n} |a_{ij}| \qquad i = 1, 2, \ldots n. \tag{4}$$

On sait que les valeurs caractéristiques de la matrice $A = (a_{ij})$ sont les zéros du déterminant de degré n,

$$||a_{ij} - \delta_{ij} z|| \tag{5}$$

δ_{ij} étant le symbole de Kronecker.

D'après le théorème de M. J. Hadamard, il apparaît que ce déterminant ne peut être nul si l'on a

$$|a_{ii} - z| > \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{n} |a_{ij}| \qquad i = 1, 2, \ldots n.$$

Il en résulte immédiatement que si z est un zéro du déterminant (5), donc une valeur caractéristique de A, il doit se trouver nécessairement dans l'une des circonférences d'équation

$$|a_{ii} - z| \leqslant \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{n} |a_{ij}| \qquad i = 1, 2, \ldots n.$$

Le théorème fondamental est ainsi établi.

Notons que nous avons fait jouer dans ce qui précède un rôle prépondérant aux lignes de la matrice A. Nous aurions pu tout aussi bien travailler sur ses colonnes ; un raisonnement analogue au précédent montre que les valeurs caractéristiques de A se situent aussi dans le domaine (D_2) formé par la réunion des n circonférences d'équation

$$|a_{jj} - z| \leqslant \sum_{\substack{i=1 \\ i\neq j}}^{n} |a_{ij}| \qquad j = 1, 2, \ldots n. \tag{6}$$

En définitive, le domaine du plan complexe où se trouvent les valeurs caractéristiques de la matrice A est formée par la région commune aux domaines (D_1) et (D_2) définis respectivement par les équations (4) et (6).

Conséquences du théorème fondamental.

a) Toutes les valeurs caractéristiques d'une matrice carrée $A = (a_{ij})$, seront à partie réelle positive, donc la matrice *définie positive*, si tous les cercles

(1) A. Brauer, *Duke math. journ.*, 13, 1946, p. 387 ; 14, 1947, p. 21 ; M. Parodi, CR, 223, 1946, p. 236 ; Mémorial des Sciences mathématiques, fasc. 118, Gauthier Villars, 1952 p. 19.

constituant les domaines (D_1) ou (D_2) se trouvent dans le demi-plan de droite du plan analytique de z ; autrement dit si l'on a soit (1)

$$(7)\quad Ra_{ii} > 0, \qquad Ra_{ii} > \sum_{\substack{j=1\\ i\neq j}}^{n} |a_{ij}| \quad i = 1, 2, \ldots n,$$

soit

$$(7')\quad Ra_{jj} > 0, \qquad Ra_{jj} > \sum_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{n} |a_{ij}| \quad j = 1, 2, \ldots n,$$

Telles sont des conditions suffisantes pour qu'une matrice carrée A soit définie positive.

b) Par un raisonnement analogue, on verrait sans difficulté, que des conditions suffisantes pour qu'une matrice soit définie négative, s'écrivent soit

$$(8)\quad Ra_{ii} < 0, \qquad |Ra_{ii}| > \sum_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{n} |a_{ij}| \quad i = 1, 2, \ldots n,$$

soit

$$(8')\quad Ra_{jj} < 0, \qquad |Ra_{jj}| > \sum_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{n} |a_{ij}| \quad j = 1, 2, \ldots n,$$

c) Toute matrice carrée d'ordre n, $A = (a_{ij})$, à éléments réels ou complexes, telle que l'on ait soit

$$(9)\qquad |a_{ii}| > \sum_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{n} |a_{ij}| \quad i = 1, 2, \ldots n,$$

soit

$$(9')\qquad |a_{ij}| > \sum_{\substack{i=1\\ i\neq i}}^{n} |a_{ij}| \quad j = 1, 2, \ldots n,$$

est régulière.

Ceci est manifeste, car alors le domaine de valeurs caractéristiques de A ne contient pas l'origine ; on retrouve d'ailleurs le résultat de M. J. HADAMARD.

d) Toute matrice carrée d'ordre n, $A = (a_{ij})$ dont les éléments, *réels*, satisfont à l'une ou à l'autre des relations :

$$(10)\qquad a_{ii} > 0, \qquad a_{ii} > \sum_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{n} |a_{ij}| \quad i = 1, 2, \ldots n$$

$$(10')\qquad a_{jj} > 0, \qquad a_{jj} > \sum_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{n} |a_{ij}| \quad j = 1, 2, \ldots n$$

possède un déterminant positif.

En effet, le déterminant de A est égal au produit de ses valeurs caractéristiques (conjuguées deux à deux dans le cas de valeurs caractéristiques complexes) qui, compte tenu de (8) ou (8'), se situent à droite de l'axe imaginaire du plan analytique de z.

Ce résultat joue un rôle important dans la formation des matrices qui définissent un réseau linéaire passif à n mailles indépendantes ainsi que nous l'avons signalé (1).

e) *Théorème de Brauer* (2).

Nous nous bornons à l'énoncer.

Si une matrice d'ordre n, $A = (a_{ij})$, est telle que le domaine de ses valeurs caractéristiques se décompose en divers domaines, sans points communs, D_ν ($\nu \leqslant n$) formée respectivement par k_ν circonférences ($\sum_k k_\nu = n$), cette matrice possède k_ν valeurs caractéristiques dans chacun des domaines D_ν.

A titre d'exemple, considérons le polynôme entier de degré n

$$f(z) = z^n + a_1 z^{n-1} + \ldots + a_{n-1} z + a_n.$$

On sait que la matrice d'ordre n

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \ldots & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & 0 & \ldots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & -a_{n-2} & \ldots & -a_1 \end{pmatrix}$$

a pour valeurs caractéristiques les zéros de $f(z)$ (3). Ces dernières se situent donc, en particulier, dans le domaine (D_1) formé par la réunion des deux circonférences d'équation

$$\begin{cases} |z| \leqslant 1 \\ |z + a_1| \leqslant \sum_{k=2}^{n} |a_k| \end{cases}$$

(1) *Rz* désigne la partie réelle du nombre complexe z.

(1) Introduction à l'étude des réseaux électriques, SEDES, Paris 1948.

(2) A. BRAUER, loc. cit. ; voir aussi, M. PARODI, Mémorial des Sciences mathématiques, fasc. 118, Gauthier-Villan, Paris, 1952.

(3) Voir, par exemple, A. ANGOT, Compléments de Mathématiques. Ed. Revue d'Optique, Paris, 1952, p. 176.

Si la seconde n'a aucun point commun avec la première, c'est-à-dire si

$$|a_1| > 1 + \sum_{k=2}^{n} |a_k|,$$

nous pourrons assurer, d'après le théorème de A. Brauer, que le polynôme $f(z)$ possède $(n-1)$ zéros dans le cercle unité et 1 zéro et un seul de module plus grand que un.

Ces considérations peuvent présenter quelque intérêt en mathématiques pures lorsqu'on se propose d'étudier les conditions d'irréductibilité des polynômes à coefficients entiers sur le corps des nombres rationnels (1).

2. Généralisation du théorème fondamental.

On doit à M. A. Ostrowski (2) des propositions qui complètent le théorème fondamental en faisant intervenir des paramètres arbitraires sur lesquels on pourra jouer pour obtenir une meilleure localisation des valeurs caractéristiques d'une matrice carrée.

Théorème I.

Soit $A = (a_{ij})$ *une matrice carrée d'ordre* n, p et q *étant deux nombres positifs tels que,*

$$\frac{1}{p} + \frac{1}{q} = 1 ;$$

en posant

$$L_i^{|p|} = \left\{ \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^{n} |a_{ij}|^p \right\}^{\frac{1}{p}}$$

et en désignant par λ *une valeur caractéristique de* A, *on a*

$$\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{1 + \left| \frac{\lambda - a_{ii}}{L_i^{|p|}} \right|^q} \geqslant 1. \tag{11}$$

Soit, en effet, λ une valeur caractéristique de A ; pour cette valeur λ, le système linéaire et homogène d'inconnues $x_1, x_2 \ldots x_n$

$$\sum_{j=1}^{n} (a_{ij} - \lambda \delta_{ij}) x_j = 0, \quad i = 1, 2, \ldots n \tag{12}$$

admet un ensemble non nul de solutions $x_1\ x_2 \ldots x_n$. On peut toujours imaginer que

$$\sum_{i=1}^{n} |x_i|^q = 1. \tag{13}$$

Or, de (12), il résulte

$$|a_{ii} - \lambda|\,|x_i| \leqslant \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n} |a_{ij}|\,|x_j| \tag{14}$$

Compte-tenu de l'inégalité de Hölder

$$\sum_k |U_k V_k| \leqslant \left\{ \sum_k |U_k|^p \right\}^{\frac{1}{p}} \left\{ \sum_k |V_k|^q \right\}^{\frac{1}{q}}$$

où

$$\frac{1}{p} + \frac{1}{q} = 1 \qquad p, q > 0,$$

(14) permet d'écrire

$$|a_{ii} - \lambda|\,|x_i| \leqslant \left\{ \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n} |a_{ij}|^p \right\}^{\frac{1}{p}} \left\{ \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n} |x_j|^q \right\}^{\frac{1}{q}}$$

soit, en raison de (13),

$$|a_{ii} - \lambda|\,|x_i| \leqslant \left\{ \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n} |a_{ij}|^p \right\}^{\frac{1}{p}} \left\{ 1 - |x_i|^q \right\}^{\frac{1}{q}} = L_i^{(p)} \left(1 - |x_i|^q \right)^{\frac{1}{q}}.$$

En élevant les deux membres de la relation précédente à la puissance q, il en résulte

$$|x_i|^q \leqslant \frac{[L_i^{(p)}]^q}{[L_i^{(p)}]^q + |\lambda - a_{ii}|^q} \qquad (i = 1, 2, \ldots n).$$

Tenant compte de (13), il apparaît finalement que l'on a

$$\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{1 + \left| \frac{\lambda - a_{ii}}{L_i^{(p)}} \right|^q} \geqslant 1 \tag{11}$$

en supposant $L_i^{(p)} \neq 0$ pour tout i.

La propriété est donc établie.

(1) M. Parodi, C.R., 231, 1950, p. 97.

(2) A. Ostrowski, Rediconti di Mathematica e delle sue applicazioni, Série V, volume X, fasc. 1-2, Rome, 1951, p. 156.

Notons que rien n'empêche dans le raisonnement de faire $p = \infty$, $q = 1$; la relation (11) se traduit alors en la suivante

$$(11') \qquad \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{1 + \dfrac{|\lambda - a_{ii}|}{|a_i|}} \geqslant 1$$

$|a_i|$ désignant le module maximum des éléments non diagonaux de la ligne de rang i.

Dans ce qui précède nous avons raisonné sur les lignes de la matrice A, nous aurions pu tout aussi bien travailler sur les colonnes ; les résultats sont analogues et faciles à traduire analytiquement.

Conséquence.

La matrice A est régulière si aucune de ses valeurs caractéristiques n'est nulle ; $\lambda = 0$ ne pouvant être une valeur caractéristique, on aura nécessairement

$$(15) \qquad \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{1 + \left|\dfrac{a_{ii}}{L_i^{(p)}}\right|^q} < 1$$

et dans le cas particulier où l'on pose $p = \infty$, $q = 1$

$$(15') \qquad \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{1 + \left|\dfrac{a_{ii}}{a_i}\right|} < 1$$

$|a_i|$ ayant la signification donnée plus haut.

Théorème II.

Soient 2 n constantes réelles

$$\alpha_i > 0, \qquad \lambda_i \geqslant 0 \qquad i = 1, 2, \ldots n ;$$

si la matrice carrée d'ordre n, $A = (a_{ij})$, est telle que

$$(16) \quad |a_{ii}| \geqslant \alpha_i \quad m_i = |a_i| \leqslant \lambda_i \quad i = 1, 2, \ldots n$$

la condition nécessaire et suffisante pour qu'elle soit régulière est que

$$(17) \qquad \sum_{i=1}^{n} \frac{\lambda_i}{\alpha_i + \lambda_i} < 1.$$

Considérons le déterminant de degré n

$$(18) \qquad \Delta_n(t) = \begin{vmatrix} t & x_1 & x_1 & \ldots & x_1 \\ x_2 & t & x_2 & \ldots & x_2 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ x_n & x_n & x_n & \ldots & t \end{vmatrix}$$

Il est facile de montrer que

$$(19) \qquad \Delta_n(0) = (-1)^n (n-1)\, x_1 x_2 \ldots x_n$$

et que de plus

$$(20) \qquad \Delta_n(t) = t^n \ldots + t^{n-\nu} \Sigma \Delta_\nu(0) + \ldots + \Delta_n(0)$$

où $\Sigma\Delta_\nu(0)$ représente la somme de tous les mineurs principaux d'ordre ν de $\Delta_n(0)$.

Compte tenu de (20), on peut écrire

$$(21) \qquad \Delta_n(t) = \sum_{\nu=1}^{n} (-1)^\nu (\nu - 1)\, \sigma_\nu\, t^{n-\nu} + t^n$$

σ_ν étant la fonction symétrique élémentaire d'ordre ν des grandeurs x_i.

Remplaçant t par $\dfrac{1}{t}$ dans $\Delta_n(t)$ et multipliant le déterminant par t^n, il vient le nouveau déterminant

$$(22) \qquad \Delta_n^*(t) = t^n \begin{vmatrix} \dfrac{1}{t} & x_1 & \ldots & x_1 \\ \ldots & \ldots & & \\ x_n & x_n & \ldots & \dfrac{1}{t} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & tx_1 & \ldots & tx_1 \\ \ldots & \ldots & & \\ tx_n & tx_n & \ldots & 1 \end{vmatrix}$$

et il résulte des considérations qui ont précédé que

$$(23) \qquad \Delta_n^*(t) = \sum_{\nu=1}^{n} (-1)^{\nu-1} (\nu - 1)\, \sigma_\nu\, t^\nu + 1.$$

Considérons maintenant le polynôme en t de degré n :

$$(24) \qquad P(t) = \prod_{\nu=1}^{n} (1 + tx_\nu) = \sum_{\nu=0}^{n} t^\nu\, \sigma_\nu.$$

Il apparaît que

$$t^2 \frac{d}{dt}\left(\frac{P(t) - 1}{t}\right) = tP'(t) - P(t) + 1 = \sum_{\nu=1}^{n} (\nu - 1)\, t^\nu\, \sigma_\nu$$

et aussi que :

$$t\,P'(t) - P(t) + 1 = 1 + P(t)\left\{\sum_{\nu=1}^{n} \frac{t x_\nu}{1 + t x_\nu} - 1\right\}.$$

On parvient ainsi à la relation

$$(25)\qquad \sum_{\nu=1}^{n} (\nu - 1)\, t^\nu \sigma_\nu = 1 + P(t)\left\{\sum_{\nu=1}^{n} \frac{t x_\nu}{1 + t x_\nu} - 1\right\}.$$

Dans l'expression (23) de $\Delta_n^*(t)$ changeons t en $-t$; compte tenu de (25), nous obtenons :

$$\Delta_n^*(-t) = 1 - \sum_{\nu=1}^{n} (\nu - 1)\,\sigma_\nu\, t^\nu = P(t)\left\{1 - \sum_{\nu=1}^{n} \frac{t x_\nu}{1 + t x_\nu}\right\}$$

En définitive, on a :

$$(26)\qquad \begin{vmatrix} 1 & -tx_1 & \dots & -tx_1 \\ -tx_2 & 1 & \dots & -tx_2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -tx_n & -tx_n & \dots & 1 \end{vmatrix} = P(t)\left\{1 - \sum_{\nu=1}^{n} \frac{t x_\nu}{1 + t x_\nu}\right\}$$

le polynôme $P(t)$ étant défini par (24).

Supposons alors que l'on ait :

$$(27)\qquad \sum_{\nu=1}^{n} \frac{\lambda_\nu}{\alpha_\nu + \lambda_\nu} \geqslant 1.$$

Envisageons l'expression :

$$\sum_{\nu=1}^{n} \frac{t\,\lambda_\nu}{\alpha_\nu + t\,\lambda_\nu}$$

avec $0 \leqslant t \leqslant 1$. Cette expression est continue et nulle pour $t = 0$; en raison de (27) il est manifeste qu'il existe une valeur de t appartenant à l'intervalle $0 < t \leqslant 1$ pour laquelle on a :

$$(28)\qquad \sum_{\nu=1}^{n} \frac{t\,\lambda_\nu}{\alpha_\nu + t\,\lambda_\nu} = 1.$$

Considérons alors la matrice $A = (\alpha_{\mu\nu})$ où :

$$\alpha_{\mu\mu} = \alpha_\mu\,, \quad \alpha_{\mu\nu} = -\,t\,\lambda_\mu \quad (\mu \neq \nu)\,;$$

elle satisfait aux inégalités (16) et s'écrit :

$$A = \begin{pmatrix} \alpha_1 & -t\lambda_1 & \dots & -t\lambda_1 \\ -t\lambda_2 & \alpha_2 & \dots & -t\lambda_2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -t\lambda_n & -t\lambda_n & \dots & \alpha_n \end{pmatrix}$$

Posons :

$$\frac{\lambda_\mu}{\alpha_\mu} = x_\mu \quad (\mu = 1, 2, \dots n)$$

et divisons chaque ligne par α_μ, nous obtenons :

$$D \text{ et } \#A = \alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_n \begin{vmatrix} 1 & -tx_1 \dots & tx_1 \\ -tx_2 & 1 \dots & -tx_2 \\ \dots & \dots & \dots \\ -tx_n & -tx_n \dots & 1 \end{vmatrix}$$

En raison de (28) le déterminant s'annule pour une certaine valeur de t appartenant à l'intervalle $0 < t \leqslant 1$. Si donc (27) est satisfaite le déterminant s'annule.

La relation (17) :

$$\sum_{i=1}^{n} \frac{\lambda_i}{\alpha_i + \lambda_i} < 1$$

est donc *nécessaire* pour que le déterminant ne puisse s'annuler.

Cette condition est, d'autre part, *suffisante* ; elle implique en effet la relation :

$$\sum_{\mu=1}^{n} \frac{m_\mu}{|\alpha_{\mu\mu}| + m_\mu} < 1$$

pour chaque matrice satisfaisant aux inégalités (16) :

$$|a_{ii}| \geqslant \alpha_i, \qquad m_i = |a_i| \leqslant \lambda_i.$$

Conséquence des théorèmes I et II.

Les théorèmes I et II permettent de délimiter la région du plan complexe où se situent les valeurs caractéristiques d'une matrice carrée A.

Considérons n nombre positifs $K_1, K_2 \dots K_n$, tels que

$$(29)\qquad \sum_{\mu=1}^{n} \frac{1}{K_\mu + 1} \leqslant 1.$$

En comparant cette relation avec l'inégalité (11), *il apparaît que pour chaque valeur caractéristique de la*

matrice A, *il existe au moins un indice* μ *pour lequel on a* :

$$\frac{1}{1+\left|\frac{\lambda-\alpha_{\mu\mu}}{L_\mu^{(p)}}\right|^q} \geqslant \frac{1}{K_\mu+1}$$

c'est-à-dire :

$$|\lambda-\alpha_{\mu\mu}| \leqslant K_\mu^{\frac{1}{q}} L_\mu^{(p)} \tag{30}$$

avec :

$$\frac{1}{p}+\frac{1}{q}=1. \qquad p,\ q>0.$$

Ainsi, les valeurs caractéristiques de la matrice carrée d'ordre n, $A=(a_{ij})$, *se situent dans un domaine* (D_1) *formé par la réunion de n circonférences d'équations* :

$$|a_{ii}-z| \leqslant K_i^{\frac{1}{q}} L_i^{(q)}, \quad i=1,2,\ldots n. \tag{31}$$

Nous avons raisonné sur les lignes de A ; en travaillant sur les colonnes on obtient des formules analogues définissant un nouveau domaine (D_2).

L'intersection de (D_1) et (D_2) définit la région du plan complexe où se situent les valeurs caractéristiques de la matrice envisagée. En jouant sur les valeurs des paramètres K_i, p et q on pourra tenter de réduire les dimensions de ce domaine (1).

Faisant $p=\infty$, $q=1$, les domaines (D_1) et (D_2) se trouvent délimités par les deux familles de n circonférences d'équation :

$$|\alpha_{ii}-z| \leqslant K_i\, m_i \qquad i=1,2,\ldots n \tag{32}$$

$m_i=|a_i|$ étant, suivant que l'on considère (D_1) ou (D_2), le module maximum des éléments non diagonaux de la ligne ou de la colonne de rang i de la matrice A.

Il résulte des considérations précédentes que des conditions suffisantes pour qu'une matrice soit définie positive, s'écrivent, en raisonnant sur les lignes,

$$Ra_{ii} > K_i^{\frac{1}{q}} L_i^{(p)}, \qquad i=1,2,\ldots n \tag{33}$$

et aussi :

$$Ra_{ii} > K_i\, m_i = K_i\,|a_i|, \quad i=1,2,\ldots n \tag{33'}$$

dans le cas particulier : $p=\infty$, $q=1$.

En travaillant sur les colonnes on aurait des conditions analogues faciles à écrire.

(1) Si dans (31) on fait $q=\infty$, $p=1$, il est à noter que l'on retrouve les inégalités (4).

III. — Applications des théorèmes généraux à l'étude des critères de stabilité des machines mathématiques analogiques.

Supposons que l'on veuille résoudre en utilisant une machine analogique, le système linéaire à n inconnues $x_1, x_2, \ldots x_n$:

$$\sum_{j=1}^{n} a_{ij}\, x_j = b_i, \qquad i=1,2,\ldots n \tag{34}$$

que nous écrirons sous forme matricielle :

$$AX=B \tag{35}$$

en posant :

$$A=(a_{ij}),\quad X=\begin{pmatrix} x_1\\ x_2\\ \vdots\\ x_n\end{pmatrix},\quad B=\begin{pmatrix} b_1\\ b_2\\ \vdots\\ b_n\end{pmatrix}$$

dans l'hypothèse de coefficients a_{ij} *et* b_i *réels.*

Dans la plupart des machines analogiques actuellement en usage, le fonctionnement est stable si la matrice A est définie positive (1). Or, à priori, il n'y a aucune raison pour que la mise en équation d'un problème donné conduise à une matrice A jouissant de cette propriété ; d'autre part, si la matrice A se trouve être définie positive il n'est pas toujours commode de s'en rendre compte. Aussi, les utilisateurs de machines analogiques ont-ils cherché les moyens d'obtenir un système équivalent au système d'équation afférent à un problème donné, pour que l'on soit assuré du bon fonctionnement de la machine.

Les résultats généraux que nous avons exposés aux paragraphes précédents permettent une étude systématique du problème.

Revenons à l'équation (35) :

$$AX=B. \tag{35}$$

Ce système étant donné, on peut chercher si la matrice A satisfait aux conditions (7) ou (7') et aussi s'il est possible de déterminer les paramètres K_i, p et q de manière à satisfaire aux inégalités (33) ou (33'), ce qui assurera la stabilité.

Supposons que cette recherche échoue.

En désignant par $C=(c_{ij})$ une matrice carrée régulière d'ordre n, le système (35) est équivalent au suivant :

$$CAX=CB. \tag{36}$$

Si la matrice CA est définie positive, la résolution de (36) sera possible avec une machine analogique.

(1) Voir, par exemple, F.H. Raymond, le Calcul analogique, Conférences de Rome, 1952, p. 102.

Or, la matrice $C = (c_{ij})$ a été choisie arbitrairement ; si donc on peut déterminer ses éléments de manière que ceux, α_{ij}, de la matrice CA satisfassent aux relations (7) ou (7') ou que l'on puisse réaliser les conditions (33) ou (33'), on sera assuré de la stabilité du fonctionnement en affichant le système (36).

Supposons par exemple, en nous plaçant dans le cas $n = 3$, que :

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 2 \end{pmatrix}$$

Cherchons le domaine de ses valeurs caractéristiques ; en raisonnant sur les lignes, il apparaît qu'il est défini par les trois circonférences :

$$\begin{aligned} |1 - z| &\leqslant 3 \\ |1 + z| &\leqslant 1 \\ |2 - z| &\leqslant 1 \end{aligned}$$

Comme la circonférence $(1 + z) \leqslant 1$ n'a aucun point commun avec les deux autres, elle contient sûrement, d'après le théorème de Brauer, une valeur caractéristique de A réelle et négative. La matrice A n'est donc pas définie positive.

Envisageons alors la matrice :

$$C = \begin{pmatrix} 10 & 2 & -7 \\ 1 & -3 & 0 \\ 0 & 1 & 4 \end{pmatrix}$$

qui est régulière car elle satisfait aux conditions (9).

Il vient :

$$CA = \begin{pmatrix} 12 & 5 & -1 \\ -2 & 14 & 1 \\ 1 & 0 & 8 \end{pmatrix}$$

et il est manifeste que cette matrice est définie positive, les conditions (7) étant vérifiées.

Ainsi la méthode précédente donne en théorie la solution complète du problème mais il est clair que pour des matrices A d'ordre élevé, elle peut conduire à des calculs fort longs et parfois inextricables.

Certains utilisateurs ont alors adopté le procédé suivant ; soit toujours à résoudre le système (36). Désignons par A' la matrice transposée de A ; on peut former le système équivalent :

$$A'\,AX = A'\,B$$

On sait que les éléments diagonaux de la matrice symétrique $A'A$ sont positifs puisqu'ils se présentent comme des sommes de carrés, les autres éléments étant la somme de produits deux à deux d'éléments de A. Il peut donc se faire, surtout si les éléments de A sont de signes divers, que la matrice $A'A$ satisfasse aux conditions (7), donc soit définie positive.

Soit, par exemple :

$$A = \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -2 \\ 0 & -2 & 1 \end{pmatrix}$$

Le domaine de ses valeurs caractéristiques est défini par les trois circonférences :

$$\begin{cases} |2 - z| \leqslant 2 \\ |1 + z| \leqslant 3 \\ |1 - z| \leqslant 2 \end{cases}$$

et il comporte des points dans le demi-plan de gauche ; on ne sait donc pas si A est définie positive.

Or,

$$A'A = \begin{pmatrix} 5 & -1 & 0 \\ -1 & 6 & 1 \\ 0 & 1 & 6 \end{pmatrix}.$$

Cette matrice est définie positive ; ainsi l'affichage du système :

$$A'AX = A'B$$

conduira à la stabilité de fonctionnement de la machine.

Mais, même en utilisant cet artifice, il peut arriver que l'on ne puisse être certain de la stabilité de fonctionnement. De nombreux essais ont alors conduit à la règle empirique suivante, qui donne de très bons résultats [1] :

Si par une modification du mode de dénombrement des inconnues, associée éventuellement à un changement approprié de ces dernières, on peut former un système linéaire dans lequel la matrice A *a tous ses éléments diagonaux positifs et supérieurs aux valeurs absolues des éléments non diagonaux se trouvant sur les lignes ou les colonnes correspondantes, le fonctionnement de la machine analogique est stable dans la majorité des cas.*

La généralisation que nous avons donnée du théorème fondamental va nous permettre de justifier dans une certaine mesure ce critère empirique et d'en préciser les conditions de validité.

En travaillant dans le champ réel, il résulte des inégalités (33') qu'une matrice $A = (a_{ij})$ d'ordre n est définie positive, si l'on peut trouver n nombres positifs $K_1, K_2 \ldots K_n$ satisfaisant à l'inégalité

$$\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{K_i + 1} \leqslant 1 \qquad (37)$$

[1] Cfr. F.H. RAYMOND, loc. cit.

et tels que l'on ait, soit

$$a_{ii} > K_i |a_i| \qquad i = 1, 2, \ldots n \tag{38}$$

soit

$$a_{ii} > K_i |a_i| \qquad i = 1, 2, \ldots n \tag{38'}$$

$|a_i|$ désignant dans le premier cas le module maximum des éléments non diagonaux de la ligne de rang i et, dans le second cas le module maximum des éléments non diagonaux de la colonne de rang i.

Il en résulte que la matrice satisfaisant au critère empirique peut-être les conditions (38) ou (38′) ; on est alors sûr qu'elle est définie positive.

Soit, par exemple, la matrice satisfaisant au critère empirique

$$\begin{pmatrix} 1 & 0,3 & 0,3 & 0,3 & 0,2 \\ 0,1 & 1 & 0,2 & 0,2 & 0,2 \\ 0,1 & 0,1 & 1 & 0,2 & 0,2 \\ 0,1 & 0 & 0,1 & 1 & 0,1 \\ 0,1 & 0 & 0,1 & 0,5 & 1 \end{pmatrix}$$

Nous avons, en travaillant sur les lignes,

i	a_{ii}	$m_i = \lvert a_i \rvert$
1	1	0,3
2	1	0,2
3	1	0,2
4	1	0,1
5	1	0,5

Cette matrice est définie positive, si l'on peut trouver des nombres positifs K_i tels que l'on ait

$$K_i, \qquad i = 1, 2, 3, 4, 5,$$

avec

$$\sum_{i=1}^{5} \frac{1}{K_i + 1} \leqslant 1$$

En posant

$$K_1 = \frac{0,999}{0,3} \qquad K_2 = K_3 = \frac{0,999}{0,2}$$

$$K_4 = \frac{0,999}{0,1} \qquad K_5 = \frac{0,999}{0,5}$$

les relations (38) sont satisfaites.

Comme, d'autre part, on vérifie que l'on a

$$\sum_{i=1}^{5} \frac{1}{K_i + 1} < 1$$

la matrice envisagée est définie positive.

Notons que les conditions (38) et (38′) n'étant que des conditions suffisantes pour qu'une matrice soit définie positive, il est possible que des matrices répondant aux conditions du critère, mais ne satisfaisant pas à (38) ou (38′), soient cependant définies positives.

Le critère empirique se trouve ainsi justifié dans une certaine mesure ; nous avons d'autre part précisé les conditions dans lesquelles il conduira sûrement à la stabilité de fonctionnement des machines mathématiques analogiques.

LA MÉTHODE D'ANALOGIE RHÉOÉLECTRIQUE, SES POSSIBILITÉS ET SES TENDANCES (1)

PAR

L. MALAVARD

Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.

I. — Introduction.

1. La méthode d'analogie rhéoélectrique concerne essentiellement la représentation des champs vectoriels et la détermination des grandeurs qui s'y rattachent. Son principe est maintenant bien connu ; il repose sur le *rapprochement* que l'on peut établir entre les propriétés des champs de nature physique similaire ou différente, qui sont régis par un même type d'équation. L'identité de l'analyse théorique suggère alors certaines possibilités de *transposition* dont on peut tirer parti pour créer un procédé de *calcul expérimental* dans lequel la réalisation effective de l'un des phénomènes est utilisée comme *modèle analogique* des autres.

Dans la méthode rhéoélectrique, le support analogique est constitué par un champ de conduction électrique et le calcul pratique est effectué en déterminant expérimentalement la répartition du *courant électrique* dans un milieu conducteur *continu*.

Cette utilisation comme modèle analogique d'un milieu conducteur *continu* (volume ou surface) caractérise la méthode rhéoélectrique et la distingue des autres procédés d'analogies électriques dans lesquels on utilise des *circuits* constitués d'éléments tels que résistances, selfs et capacités ou des montages électroniques spéciaux.

2. A propos de cette distinction, il n'est peut-être pas inutile de préciser ici une question de terminologie. Dans les pays de langue française, on a adopté à peu près unanimement le terme « rhéoélectrique » pour désigner cette analogie : dans ce mot, introduit pour la première fois par M. R. Rouge, la racine grecque paraît suffisamment significative pour exprimer sans ambiguïté la nature du phénomène physique utilisé ; on comprendra aisément qu'un relevé « *rhéographique* » concerne le tracé de la carte d'un champ exécuté par cette méthode. Ailleurs, on emploie souvent la dénomination de « [illegible]hode du bassin électrolytique » parce que le [illegible] continu dans lequel est effectuée l'exploration [illegible] électrolyte ; cette expression peut prêter à co[illegible]n en laissant croire qu'il s'agit d'un phénom[illegible] électrolyse : erreur d'interprétation d'autant [illegible]regrettable que le premier souci de l'expérime[illegible] est juste-ment d'éviter, pour que l'analogie [illegible]ble, que l'électrolyse ne se produise au sein du [illegible]conduc-teur liquide qu'il emploie. D'ailleurs, le plus souvent utilisé est de l'eau ordinaire [illegible]me de « bassin aquatique » serait tout aussi [illegible] n'évoquait par trop un aquarium. [illegible]sion « bassin électrique » paraît en définitive faisante.

Il faut encore remarquer que dans la rhéoélectrique, on peut utiliser aussi des co[illegible] continus de nature *solide* tels que plaques [illegible]ques, poudres semi-conductrices, mélanges de plâtre, graphite et ciment, papiers graphité[illegible] Le principe est le même que celui exploi[illegible] mise en œuvre du bassin et les techniq[illegible] pour imposer les conditions aux li[illegible] les mesures sont très voisines : [illegible] respondant peut souvent servi[illegible] conducteur liquide et le conduc[illegible]

Dans la suite de cet exposé, [illegible] qualificatif « rhéoélectrique » [illegible] semble de ces procédés. Nous espérons [illegible] le lecteur non spécialiste ne pourra faire aucune confusion avec les autres méthodes d'analogies électriques dont le but est souvent identique (résolution d'équations aux dérivées partielles par la méthode des *réseaux* (2) de résistances, par exemple) mais dont le principe et la technique sont différents parce que le modèle électrique n'est pas représenté par un milieu continu.

3. La méthode rhéoélectrique est très ancienne puisqu'on peut en retrouver la base expérimentale

(1) Communication présentée aux Journées Internationales du Calcul Analogique (Bruxelles, Septembre 1955).

(2) Cf. la conférence aux Journées Internationales de Calcul Analogique de Liebmann.

et tels que l'on ait, soit

$$a_{ii} > K_i \, |a_i| \qquad i = 1, 2, \ldots n \tag{38}$$

soit

$$a_{ii} > K_i \, |a_i| \qquad i = 1, 2, \ldots n \tag{38'}$$

$|a_i|$ désignant dans le premier cas le module maximum des éléments non diagonaux de la ligne de rang i et, dans le second, le module maximum des éléments non diagonaux de la colonne de rang i.

Il en résulte qu'une matrice satisfaisant au critère empirique peut vérifier les conditions (38) ou (38') ; on est alors certain qu'elle est définie positive.

Soit, par exemple, la matrice satisfaisant au critère empirique

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 0,3 & 0,3 & 0,3 & 0,2 \\ 0,1 & 1 & 0,2 & 0,2 & 0,2 \\ 0,1 & 0,2 & 1 & 0,2 & 0,2 \\ 0,1 & 0,1 & 0,1 & 1 & 0,1 \\ 0,1 & 0,3 & 0,4 & 0,5 & 1 \end{pmatrix}$$

Nous avons, en travaillant sur la lignes,

i	a_{ii}	$m_i = \lvert a_i \rvert$
1	1	0,3
2	1	0,2
3	1	0,2
4	1	0,1
5	1	0,5

Cette matrice est définie positive, si l'on peut trouver cinq nombres positifs K_i tels que l'on ait

$$1 > m_i \, K_i, \qquad i = 1, 2, 3, 4, 5,$$

avec

$$\sum_{i=1}^{5} \frac{1}{K_i + 1} \leqslant 1$$

En posant

$$K_1 = \frac{0,999}{0,3} \qquad K_2 = K_3 = \frac{0,999}{0,2}$$

$$K_4 = \frac{0,999}{0,1} \qquad K_5 = \frac{0,999}{0,5}$$

les relations (38) sont satisfaites.

Comme, d'autre part, on vérifie que l'on a

$$\sum_{i=1}^{5} \frac{1}{K_i + 1} < 1$$

la matrice envisagée est définie positive.

Notons que les conditions (38) et (38') n'étant que des conditions suffisantes pour qu'une matrice soit définie positive, il est possible que des matrices répondant aux conditions du critère, mais ne satisfaisant pas à (38) ou (38'), soient cependant définies positives.

Le critère empirique se trouve ainsi justifié dans une certaine mesure ; nous avons d'autre part précisé les conditions dans lesquelles il conduira sûrement à la stabilité de fonctionnement des machines mathématiques analogiques.

LA MÉTHODE D'ANALOGIE RHÉOÉLECTRIQUE, SES POSSIBILITÉS ET SES TENDANCES [1]

PAR

L. MALAVARD

Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.

I. — Introduction.

1. La méthode d'analogie rhéoélectrique concerne essentiellement la représentation des champs vectoriels et la détermination des grandeurs qui s'y rattachent. Son principe est maintenant bien connu ; il repose sur le *rapprochement* que l'on peut établir entre les propriétés des champs de nature physique similaire ou différente, qui sont régis par un même type d'équation. L'identité de l'analyse théorique suggère alors certaines possibilités de *transposition* dont on peut tirer parti pour créer un procédé de *calcul expérimental* dans lequel la réalisation effective de l'un des phénomènes est utilisée comme *modèle analogique* des autres.

Dans la méthode rhéoélectrique, le support analogique est constitué par un champ de conduction électrique et le calcul pratique est effectué en déterminant expérimentalement la répartition du *courant électrique* dans un milieu conducteur *continu*.

Cette utilisation comme modèle analogique d'un milieu conducteur *continu* (volume ou surface) caractérise la méthode rhéoélectrique et la distingue des autres procédés d'analogies électriques dans lesquels on utilise des *circuits* constitués d'éléments tels que résistances, selfs et capacités ou des montages électroniques spéciaux.

2. A propos de cette distinction, il n'est peut-être pas inutile de préciser ici une question de terminologie. Dans les pays de langue française, on a adopté à peu près unanimement le terme « rhéoélectrique » pour désigner cette analogie : dans ce mot, introduit pour la première fois par M. R. Rouge, la racine grecque paraît suffisamment significative pour exprimer sans ambiguïté la nature du phénomène physique utilisé ; on comprendra aisément qu'un relevé « *rhéographique* » concerne le tracé de la carte d'un champ exécuté par cette méthode. Ailleurs, on emploie souvent la dénomination de « méthode du bassin électrolytique » parce que le milieu continu dans lequel est effectuée l'exploration est un électrolyte ; cette expression peut prêter à confusion en laissant croire qu'il s'agit d'un phénomène d'électrolyse : erreur d'interprétation d'autant plus regrettable que le premier souci de l'expérimentateur est justement d'éviter, pour que l'analogie soit valable, que l'électrolyse ne se produise au sein du milieu conducteur liquide qu'il emploie. D'ailleurs, le liquide le plus souvent utilisé est de l'eau ordinaire et le terme de « bassin aquatique » serait tout aussi significatif s'il n'évoquait par trop un aquarium. L'expression « bassin électrique » paraît en définitive plus satisfaisante.

Il faut encore remarquer que dans la méthode rhéoélectrique, on peut utiliser aussi des conducteurs continus de nature *solide* tels que plaques métalliques, poudres semi-conductrices, mélanges divers de plâtre, graphite et ciment, papiers graphités, etc... Le principe est le même que celui exploité dans la mise en œuvre du bassin et les techniques employées pour imposer les conditions aux limites et effectuer les mesures sont très voisines : l'appareillage correspondant peut souvent servir à la fois pour le conducteur liquide et le conducteur solide.

Dans la suite de cet exposé, nous conserverons le qualificatif « rhéoélectrique » pour désigner l'ensemble de ces procédés. Nous espérons ainsi que le lecteur non spécialiste ne pourra faire aucune confusion avec les autres méthodes d'analogies électriques dont le but est souvent identique (résolution d'équations aux dérivées partielles par la méthode des *réseaux* [2] de résistances, par exemple) mais dont le principe et la technique sont différents parce que le modèle électrique n'est pas représenté par un milieu continu.

3. La méthode rhéoélectrique est très ancienne puisqu'on peut en retrouver la base expérimentale

---

[1] Communication présentée aux Journées Internationales du Calcul Analogique (Bruxelles, Septembre 1955).

[2] Cf. la conférence aux Journées Internationales de Calcul Analogique de Liebmann.

WRH

dans un travail de KIRCHHOFF [1] publié en 1845. Les premières applications pratiques concernèrent l'Electrotechnique et la littérature correspondante est particulièrement riche. Des études de champs magnétiques et électrostatiques furent effectuées par C.H. SMOOT [4] (1905), C.L. FORTESCUE et P.A. FARNSWORTH [6] (1913), J.F.H. DOUGLAS [8] (1915), A.E. KENNELY et S.E. WHITING [5] (1906) qui ont été les premiers à employer un électrolyte. A la même époque, VOLTERRA (1912) et I. LANGMUIR, E.Q. ADAMS, G.S. MICKLE [7] (1913) envisageaient l'utilisation de la méthode pour la résolution de problèmes de transfert de chaleur. Dans un mémoire de 1916, C.W. RICE [9] traitait de champs à trois dimensions et donnait des renseignements particulièrement suggestifs quant aux possibilités de la méthode. En 1921, E. SACCHETTO [12] et L. EMANUELLI [13] effectuaient une intéressante application relative à un champ tournant dû à un câble triphasé. Des problèmes d'infiltration étaient traités dès 1922 par PUPPINI [14] et PAVLOVSKI [15]. La première utilisation d'une plaque conductrice d'épaisseur lentement variable était faite en 1925 par JACOBSEN [23] pour analyser l'état des contraintes dans un arbre de révolution à section variable soumis à la torsion.

Des applications hydrodynamiques furent envisagées par LAZZARINO [16] en 1923 et par HAHN [24] en 1927 qui s'intéressa plus spécialement aux mouvements autour d'aubes de turbines. En Aérodynamique, le premier tracé des lignes de courant, identifiées avec les lignes potentielles d'un bassin électrique, autour d'un profil d'aile était effectué par E.F. RELF [17]. En 1928, G.I. TAYLOR et C.F. SHARMAN [26] publiaient leur beau mémoire sur la détermination analogique du mouvement des fluides compressibles. En Italie, FERRARI [32], en 1930, utilisait un bassin profond pour des études concernant les ailes, tandis qu'en France, dès 1931, J. PERES créait le premier laboratoire spécialisé dans l'exploitation systématique de la méthode rhéoélectrique pour la résolution pratique des problèmes les plus divers de la Physique Mathématique ; au Congrès International de Mécanique de 1938, J. PERES [79] donnait un bref aperçu des travaux réalisés sous sa direction. Depuis, plusieurs installations générales d'analogies rhéoélectriques ont été créées dans différents pays et fonctionnent au service d'organismes de recherches ou de laboratoires industriels.

4. Dans cette conférence de caractère nécessairement général, nous nous bornerons à rappeler brièvement les bases théoriques de la méthode dans le but de dégager les divers champs d'application. Nous reviendrons ensuite sur la technique expérimentale en vue de discuter des nouveautés et des développements récents.

Nous insisterons plus particulièrement sur le problème général des conditions aux limites et sur les techniques utilisées pour leur représentation. Ces questions, bien qu'essentielles parce qu'elles fixent presque toujours les limites d'emploi de la méthode, sont trop souvent passées sous silence et parfois délibérément oubliées.

Nous examinerons ensuite les domaines pratiques d'utilisation en faisant une revue rapide des diverses applications déjà traitées et nous terminerons en indiquant les tendances actuelles d'exploitation de la méthode.

II. — Bases théoriques de la méthode rhéoélectrique.

Dans la méthode rhéoélectrique le modèle analogique est établi en utilisant un conducteur continu ; l'analogie est donc basée sur les équations qui régissent la conduction électrique dans un milieu à deux ou trois dimensions.

1. CAS GÉNÉRAL.

Considérons d'abord le cas général d'une répartition de courant électrique dans un conducteur à trois dimensions. Le régime permanent étant supposé établi, soient $V(x, y, z)$ le potentiel électrique en un point $M(x, y, z)$ et $\sigma(x, y, z)$ la conductivité qui peut varier d'un point à un autre. Le vecteur courant électrique est égal à $-\sigma$ grad V et l'intensité de courant élémentaire di qui traverse un élément de surface dS, de normale n, est donnée par la loi d'Ohm :

$$di = -\sigma \frac{dV}{dn} dS. \qquad (1)$$

En l'absence de sources intérieures au conducteur ce flux est conservatif et le potentiel électrique V doit satisfaire à l'équation

$$div\,(\sigma\ \mathrm{grad}\ V) = 0 \qquad 2)$$

ou, en coordonnées cartésiennes rectangulaires,

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\sigma \frac{\partial V}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(\sigma \frac{\partial V}{\partial y}\right) + \frac{\partial}{\partial z}\left(\sigma \frac{\partial V}{\partial z}\right) = 0 \qquad (2')$$

Dans sa forme la plus générale, le principe de l'analogie rhéoélectrique se présente alors de la façon suivante : toute fonction $\varphi(x, y, z)$ concernant un phénomène physique quelconque et définie dans un certain domaine (ω) qui satisfait à une équation du type (2), peut être identifiée au potentiel électrique $V(x, y, z)$ d'un *modèle* conducteur de forme géométriquement semblable à (ω) ; cette représentation électrique donnera une « image » de la fonction cherchée et la mesure du potentiel électrique V en autant de points qu'il sera nécessaire, constituera la mise en nombres du problème posé : résolution pratique de l'équation régissant $\varphi(x, y, z)$ avec des conditions complémentaires qui sont le plus souvent des conditions aux limites de (ω) et qu'il faudra

remplir convenablement aux frontières du modèle conducteur correspondant.

2. Conducteur homogène.

La réalisation d'un conducteur spatial dont la conductivité varierait d'un point à l'autre, suivant une loi $\sigma\ (x, y, z)$ donnée, est délicate. Les modèles rhéoélectriques à trois dimensions utilisent donc toujours, pratiquement, des conducteurs homogènes (σ = const.). L'équation (2) se réduit alors à l'équation de Laplace :

$$\Delta V = \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = 0 \qquad (3)$$

Tout problème de détermination d'un potentiel $\varphi\ (x, y, z)$ harmonique : $\Delta\varphi = 0$, peut donc être traité expérimentalement par un modèle rhéoélectrique.

3. Conducteur plan.

Dans le cas de modèles plans, on peut avantageusement représenter la condition de conductivité variable par la réalisation d'une épaisseur non constante. Considérons en effet, un conducteur homogène en forme de plaque (plan xOy) dont l'épaisseur $h\ (x, y)$ est assez *lentement variable* ; le potentiel V ne dépendra pratiquement pas de la coordonnée d'épaisseur z et l'intensité de courant di qui traverse l'aire dS, projetée suivant l'élément d'arc ds du plan xOy, est :

$$di = -\sigma h\ (x, y) \frac{dV}{dn} ds. \qquad (4)$$

La conductivité σ étant constante, on a, pour V, l'équation aux dérivées partielles :

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(h \frac{\partial V}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(h \frac{\partial V}{\partial y}\right) = 0 \qquad (5)$$

analogue à (2) mais à deux variables et où $h\ (x, y)$ joue le rôle que jouait plus haut σ.

Il existe d'ailleurs une fonction de courant W, associée à V, telle que sa différentielle représente précisément l'intensité de courant di à travers $h.ds$ et que l'on peut définir, par conséquent, par :

$$dW = -\sigma h \left(\frac{\partial V}{\partial y} dx - \frac{\partial V}{\partial x} dy\right) \qquad (6)$$

(la normale positive n faisant l'angle $+\pi/2$ avec la tangente positive à ds). La fonction W vérifie l'équation :

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{1}{h} \frac{\partial W}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(\frac{1}{h} \frac{\partial W}{\partial y}\right) = 0 \qquad (7)$$

de même forme que (5). Les deux fonctions associées V et W sont liées par les relations :

$$\frac{\partial V}{\partial x} = \frac{1}{\sigma h} \frac{\partial W}{\partial y} \quad \text{et} \quad \frac{\partial V}{\partial y} = -\frac{1}{\sigma h} \frac{\partial W}{\partial x} \qquad (8)$$

dont résultent les équations (5) ou (7) par élimination de W ou de V.

On pourra donc envisager un modèle rhéoélectrique *plan*, constitué essentiellement par un conducteur d'épaisseur lentement variable $h\ (x, y)$ pour tout problème de détermination d'un potentiel solution de :

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\lambda \frac{\partial \varphi}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(\lambda \frac{\partial \varphi}{\partial y}\right) = 0 \qquad (9)$$

où $\lambda\ (x, y)$ est une fonction donnée, *toujours de même signe*, que l'on prendra positif. La représentation analogique est possible de deux façons, suivant que l'on identifie φ au potentiel électrique V ou à la fonction de courant W. A toute solution φ de (9) correspond une fonction associée ψ définie par les relations :

$$\frac{\partial \varphi}{\partial x} = \frac{1}{\lambda} \frac{\partial \psi}{\partial y} \quad \text{et} \quad \frac{\partial \varphi}{\partial y} = -\frac{1}{\lambda} \frac{\partial \psi}{\partial x} \qquad (10)$$

qui satisfont l'équation aux dérivées partielles :

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{1}{\lambda} \frac{\partial \psi}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(\frac{1}{\lambda} \frac{\partial \psi}{\partial y}\right) = 0 \qquad (11)$$

L'identification peut être faite en prenant :

$$\left.\begin{array}{l} \text{soit (analogie } A\text{)} \\ \qquad (\varphi = mV) \quad \psi = nW \quad h = \dfrac{m}{n} \dfrac{\lambda}{\sigma} \\ \text{soit (analogie } B\text{)} \\ \qquad \varphi = m'W \quad (\psi = -n'V) \quad h = \dfrac{n'}{m'} \dfrac{1}{\lambda\sigma} \end{array}\right\} \qquad (12)$$

m, n, m', n' étant des constantes. On voit que suivant l'analogie, l'épaisseur du conducteur à réaliser sera proportionnelle ou inversement proportionnelle à λ.

L'intérêt que présente l'existence de deux modes d'analogie dans le cas des champs plans a été souvent souligné. Du point de vue expérimental, l'opération la plus facile à réaliser est la mesure du potentiel électrique $V\ (x, y)$. Suivant les problèmes, dans lesquels interviennent des fonctions associées, on pourra avoir intérêt à réaliser l'une ou l'autre des deux analogies ou même les deux ; il est certain que l'emploi des deux modèles fournit une représentation très complète du champ (par exemple, le tracé du réseau orthogonal des lignes φ et ψ const.), mais il est rarement indispensable d'y recourir. On se borne le

plus souvent à un seul modèle, du type A ou B suivant la question : l'épaisseur h (x, y) doit être assez lentement variable pour que la réalisation soit assez satisfaisante et c'est là souvent une condition qui peut déterminer le choix de A ou de B. D'autres considérations peuvent aussi intervenir dans ce choix, par exemple, lorsque l'une des deux fonctions φ ou ψ n'est pas uniforme dans son domaine de définition, les réalisations dans lesquelles elle s'identifie au potentiel électrique V sont moins indiquées car elles introduisent des difficultés spéciales (il faut matérialiser dans le conducteur des coupures rendant uniforme le potentiel V).

1. Classe des champs Laplaciens.

Les réalisations les plus simples concernent évidemment les fonctions harmoniques ; comme les applications correspondantes sont de beaucoup les plus variées et les plus nombreuses et sont utilisées dans les domaines les plus divers de la Physique et de la Technique (Electrostatique, Magnétisme, Electronique, Chaleur, Elasticité, Hydro- et Aérodynamique, etc.), nous nous y arrêterons un instant.

Lorsqu'il s'agit de problèmes *plans*, les fonctions $\varphi\ (x, y)$ et $\psi\ (x, y)$ sont *conjuguées* et toutes deux régies par l'équation de Laplace ; l'une et l'autre peuvent donc être identifiées au potentiel électrique d'une plaque conductrice homogène d'épaisseur h *constante* : les réalisations correspondantes sont effectuées le plus souvent en utilisant soit un bassin électrique à fond plan (hauteur de liquide constante), soit une feuille de papier conducteur.

Lorsque le phénomène est de révolution (champ à symétrie axiale), on peut le définir dans un plan méridien quelconque xOy dont l'un des axes, Ox par exemple, est pris pour axe de révolution. Le potentiel φ ne dépend donc que des deux variables x et y et admet une fonction associée $\psi\ (x, y)$; les équations auxquelles doivent satisfaire ces deux fonctions sont alors :

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(y\frac{\partial \varphi}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(y\frac{\partial \varphi}{\partial y}\right) = 0 \qquad (13)$$

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{1}{y}\frac{\partial \psi}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(\frac{1}{y}\frac{\partial \psi}{\partial y}\right) = 0 \qquad (14)$$

Le rapprochement de (13) et (14) avec (5) montre que suivant le cas il faut utiliser une plaque conductrice d'épaisseur $h\ (y)$ proportionnelle ou inversement proportionnelle à la distance y. Dans le premier cas, le conducteur a la forme d'un coin, dans le second cas sa section droite est hyperbolique ; les réalisations correspondantes sont en général effectuées dans un bassin électrique à fond incliné ou à fond taillé suivant un contour en forme d'hyperbole.

Dans les problèmes tridimensionnels, la fonction harmonique $\varphi\ (x, y, z)$ est identifiée au potentiel électrique d'un volume conducteur homogène. On utilise dans ce but des bassins profonds remplis d'un électrolyte faiblement conducteur et parfois des masses semi-conductrices moulées ou taillées aux formes convenables.

III. — La technique expérimentale.

1. La détermination de la valeur que prend la fonction φ en un point M de son domaine est effectuée en relevant la valeur du potentiel électrique V au point correspondant du modèle analogique, convenablement alimenté pour tenir compte des conditions aux limites : sur l'exemple très simple de la figure 1, le modèle est alimenté par deux électrodes

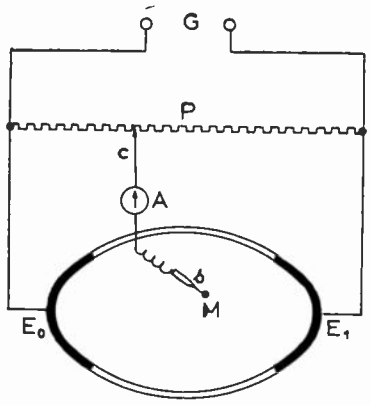


Fig. 1.

E_0 et E_1 réunies aux bornes du générateur de courant. La mesure de V est obtenue par méthode d'opposition : on amène au point M une *prise* de potentiel (sonde exploratrice s) que l'on relie à la prise mobile du curseur C d'un potentiomètre P par l'intermédiaire d'un appareil de zéro A ; le potentiel de M est lu, en face de C, sur la graduation du diviseur de tension P.

En pratique, on définit la fonction par la représentation graphique des lignes φ : const., lesquelles correspondent aux équipotentielles du champ électrique. Dans ce cas, on déplace la sonde s jusqu'à observer le zéro sur A ; en repérant les diverses positions de s ainsi obtenues, on définit, par autant de points qu'il est nécessaire, l'équipotentielle dont la valeur est égale à celle de C.

2. Nature du conducteur. Pour réaliser le modèle analogique, on peut faire usage de conducteurs solides ou liquides ; le choix dépend de considérations diverses et bien que la préférence soit en général donnée aux liquides, il est parfois commode, pour des applications spéciales, d'employer d'autres matériaux.

2.1. — Comme conducteurs solides, on a d'abord utilisé des feuilles métalliques très minces de nickel, de manganin, de constantan, et pour des réalisations sommaires des feuilles de papier d'étain. Dans la catégorie des semi-conducteurs, le choix est assez vaste et l'on peut préparer des masses conductrices de résistivité très variable et présentant une homogénéité et une isotropie acceptables. Des mélanges

de poudres plus ou moins conductrices ou isolantes permettent des réalisations intéressantes : graphite mélangé avec du ciment, ou du talc, de la poudre de marbre, du sable fin de quartz, etc. Le plâtre humide peut donner de bons résultats et présente l'avantage de pouvoir être moulé et taillé, si besoin est, aux formes convenables.

2.2. — On a utilisé aussi des dépôts très minces de peinture conductrice sur support isolant tel que couche d'aquadag sur papier bristol ou d'argent sur plaque de verre. Pour les réalisations concernant les champs *plans* harmoniques on peut employer avec avantage un papier conducteur graphité [163] : le papier « Teledeltos » fabriqué par la Western Union Telegraph C°. L'usage de ce papier est très commode et la simplicité de la mise en œuvre (préparation des modèles par découpage, matériel expérimental réduit) le rend particulièrement précieux pour dégrossir rapidement une question. Les électrodes, constituées de clinquant de cuivre ou d'étain, peuvent être directement collées sur ce papier au moyen d'une solution d'aquadag ; l'alimentation peut être assurée en alternatif ou en continu (par une petite pile sèche ou un accumulateur, par exemple). Le tracé des équipotentielles se fait toujours par méthode de zéro en utilisant un microampèremètre ; la pointe exploratrice est constituée d'une simple tige conductrice à extrémité effilée et à bout très légèrement arrondi : le contact est assuré par légère pression de la pointe sur le papier conducteur et les équipotentielles sont *directement* tracées sur le modèle fig. 2.

FIG. 2.

2.3. — Comme conducteur liquide on pourrait songer à utiliser le mercure, mais sa conductivité est beaucoup trop élevée et trop voisine de celle des électrodes métalliques qui assurent l'alimentation du modèle. On emploie presque toujours un électrolyte faible ; le plus commode et le plus souvent utilisé est l'eau ordinaire dont la résistivité, dans les villes, est généralement comprise entre 1 000 et 10 000 $\Omega \times$ cm : la conductibilité de l'eau ordinaire est en général très homogène et son emploi, outre des avantages évidents de manipulation, donne des résultats aussi satisfaisants que ceux obtenus avec des solutions chimiques soigneusement définies.

3. Les bassins électriques.

3.1. — L'électrolyte est contenu dans un bassin. Les bassins électriques peuvent avoir des formes très diverses et il arrive parfois que la construction soit faite en vue d'un modèle déterminé : dans ce cas, les parois du bassin correspondent aux frontières du champ. Le plus souvent, on établit les modèles dans une cuve parallélépipédique, en limitant comme il convient le champ utile. Pour l'étude des phénomènes plans, on utilise des bassins carrés (1,50 $\times$ 1,50) ou rectangulaires (1,50 $\times$ 2 m) de faible profondeur où la hauteur du liquide ne dépasse pas quelques centimètres. Les bassins « profonds » qui contiennent une grande masse de liquide et dont l'usage est réservé à la détermination des champs à trois dimensions, ont des volumes compris entre un demi-mètre cube et plusieurs mètres cubes. L'étude des phénomènes de révolution est en général effectuée dans des bassins à fond légèrement incliné : angle d'inclinaison de l'ordre de 3 à 12 degrés. Tous ces bassins sont en général construits en dalles de verre, de marbre, d'ardoise ou, lorsque les dimensions sont plus faibles, en plaques isolantes de matériaux tels que plexiglas, celoron, ébonite, etc.

3.2. — La nature du matériau constituant les électrodes d'alimentation présente une grande variété : on utilise du cuivre, du laiton, du duralumin, de l'acier inoxydable, du graphite et souvent des peintures conductrices recouvrant un support isolant. Dans le choix du matériau on tient compte de facteurs très divers : inaltérabilité, économie, rapidité et facilité d'usinage, polarisation, etc.

3.3. — L'utilisation comme milieu conducteur d'un liquide nécessite certaines précautions indispensables pour éviter que des phénomènes d'électrolyse et de polarisation ne se produisent dans le bassin. A cet effet, l'alimentation est toujours effectuée en courant alternatif. On emploie en général un courant sinusoïdal ; la fréquence du secteur (50 Hz) est considérée habituellement comme trop faible et l'on préfère utiliser du 500 à 1 500 Hz ; au-delà, on est gêné par des capacités et inductions parasites. La tension correspondante peut être délivrée par un générateur B.F. dont la puissance peut être choisie de quelques watts à une cinquantaine de watts.

3.4. — La mesure du potentiel est effectuée, comme il a été dit, au moyen d'une sonde exploratrice ; dans les bassins plans, celle-ci est constituée d'une simple tige métallique plongeant verticalement dans le liquide (fil de platine de 1/10 à 2/10 mm). Dans les bassins profonds on protège le fil en le glissant dans une mince canne de verre dont l'extrémité est

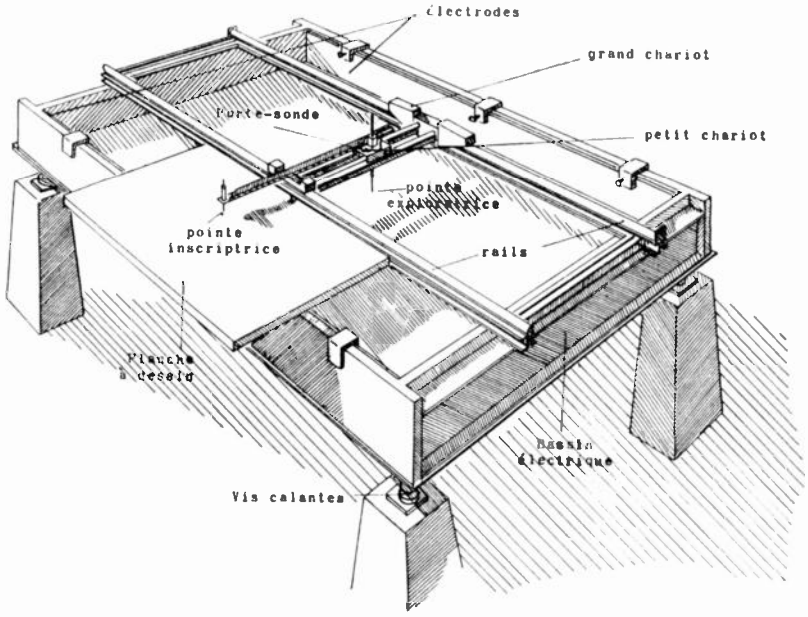


FIG. 3. — Vue générale d'un bassin réhoélectrique plan.

effilée et soudée et laisse dépasser un bout conducteur. On peut utiliser dans le même but une sonde liquide dans un tube capillaire.

Le potentiomètre de mesure P est un diviseur de tension classique constitué de résistances soigneusement étalonnées (résistance totale de 1 000 à 10 000 Ω) ; il doit permettre d'effectuer la lecture au 1/10 000 de la tension générale d'alimentation.

Comme indicateur de zéro, on a d'abord utilisé un écouteur téléphonique ; actuellement, on se sert d'un oscilloscope cathodique monté en figure de Lissajous : les plaques verticales reçoivent la tension d'alimentation générale et les plaques horizontales, la tension d'erreur (entre s et C) amplifiée de 3 000 à 10 000. Ce montage très commode et très robuste a l'avantage de mettre en évidence à tout instant l'apparition de déphasages parasites : effets fortuits de capacité, induction ou polarisation.

Ces effets de déphasage peuvent parfois gêner considérablement l'appréciation du zéro : pour obvier à cet inconvénient, SANDER et YATES [183] préconisent l'utilisation d'un courant à ondes rectangulaires. Ce procédé d'alimentation permet, en effet, d'éliminer dans la lecture du zéro, toujours effectuée sur tube cathodique, les tensions parasites dues aux réactances. Les Auteurs italiens utilisent dans le même but un électrodynamomètre dont la bobine mobile est placée entre la sonde et le diviseur de tension et dont la bobine fixe est branchée sur le générateur par l'intermédiaire d'un variateur de phase.

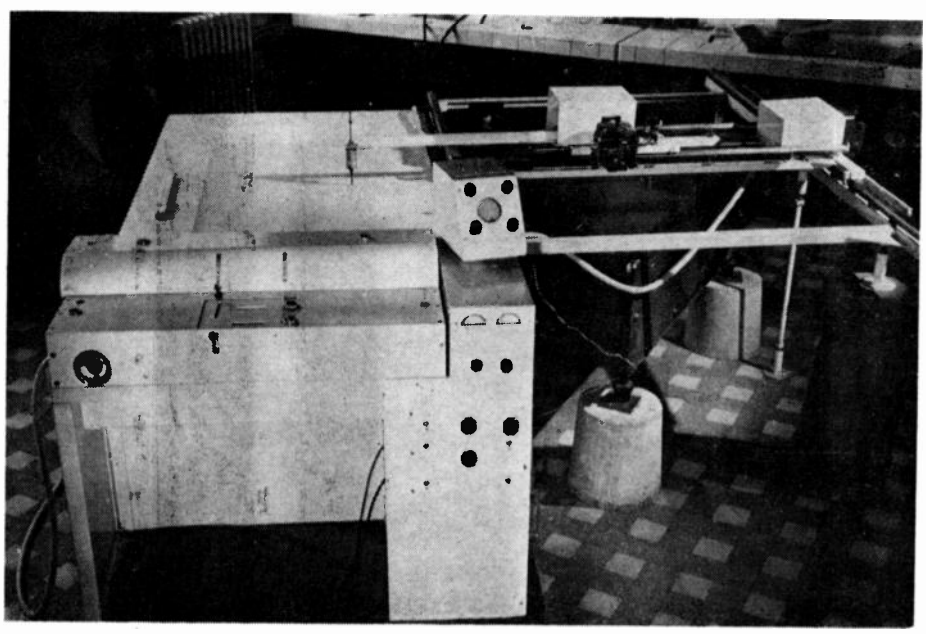


FIG. 4. — Appareil pour le tracé des trajectoires électroniques ou des trajectoires de corpuscules.

3.5. — Lorsque la sonde exploratrice a été amenée en un point d'une équipotentielle il reste à repérer cette position et à la reporter sur un graphique. Cette opération est effectuée habituellement au moyen du dispositif mécanique qui supporte la sonde ; ce dispositif est le plus souvent constitué de deux chariots superposés formant coordinatographe. Le plus petit chariot rend solidaires la sonde exploratrice et un bras qui se déplace au-dessus d'une planche à dessin et qui porte à son extrémité une pointe inscriptrice que l'on peut commander par un électro-plongeur. La construction mécanique d'un tel appareillage doit être très soignée (fig. 3).

Pour l'exploration dans les bassins profonds il faut ajouter au dispositif précédent un mécanisme qui permette un déplacement vertical de la sonde. Les surfaces équipotentielles sont définies dans ce cas par des lignes de niveau choisies à des hauteurs convenables.

3.6. — Dans les installations rhéoélectriques classiques, le relevé des équipotentielles peut être effectué à un ou trois dixièmes de millimètre et les mesures du potentiel électrique à un ou deux dix-millièmes de la tension génératrice.

La précision du résultat final est variable et dépend de facteurs très divers : on peut avoir des erreurs qui ne dépassent pas quelques millièmes ou qui atteignent, par contre, plusieurs pour cent. Les causes d'erreurs sont nombreuses : modèles mal construits ou mal mis en place, établissement des données électriques imprécis, polarisation des électrodes, jeux dans l'appareillage mécanique, circuits extérieurs mal agencés, etc. Il est bon dans chaque cas particulier d'éprouver l'ensemble du montage analogique en expérimentant un cas type voisin dont on connaît la solution théorique.

4. Mesure du gradient, tracé des courbes isogradient.

4.1. — On peut utiliser différents procédés pour évaluer le gradient du potentiel dans un bassin électrique. Lorsqu'il s'agit d'un point situé à l'intérieur du champ, cette détermination peut être faite en mesurant la différence de potentiel ΔV entre deux sondes (bisonde) très rapprochées, distantes de Δl (l étant la direction de la ligne de flux). Les opérations nécessaires pour effectuer une telle détermination sont les suivantes : 1) faire pivoter les deux sondes pour les amener sur une même équipotentielle ; 2) à partir de cette position, effectuer une rotation de $\pi/2$ pour amener les sondes dans la direction l ; 3) mesurer la différence de potentiel ΔV : cette dernière mesure est en général effectuée par méthode d'opposition.

On emploie parfois une seule sonde que l'on déplace de quantités petites et connues dans deux directions rectangulaires ; on détermine ainsi les composantes du champ, mais la mesure de ΔV n'est pas directe et il reste un calcul à faire en chaque point pour définir dV/dl. Pour éviter les opérations que nécessite l'usage de la bisonde et les petits déplacements orthogonaux à donner à la monosonde, on utilise aussi une trisonde (trois sondes placées au sommet d'un triangle équilatéral).

Quel que soit le procédé adopté, la détermination du gradient est une opération délicate lorsqu'on recherche une précision de quelques millièmes. Une analyse détaillée des causes d'erreurs a été entreprise par J. Miroux [178] qui indique dans son mémoire de 1952 les différentes précautions que nécessite l'utilisation d'une bisonde : enfoncement constant des sondes, étalonnage du système dans un gradient de référence connu afin d'éviter la détermination toujours imprécise de la distance Δl, emploi d'une fréquence de résonance, utilisation de transformateurs à double écran pour la mesure de la différence de potentiel ΔV par opposition, égalisation du potentiel moyen des deux sondes et du potentiel de la masse par un montage potentiométrique, etc.

4.2. — Comme on le voit, la mesure du gradient en un point du bassin nécessite plusieurs opérations successives qui rendent souvent longue la tâche de l'expérimentateur. Pour échapper à cet inconvénient, J. Miroux a construit un appareil dans lequel certaines de ces manœuvres sont rendues automatiques. Le dispositif principal est un servomécanisme qui oriente automatiquement la bisonde dans la direction l. Cet instrument est particulièrement précieux pour effectuer le tracé des *lignes équigradients*, opération souvent très utile dans la détermination des champs (en Hydro- et Aérodynamique, lignes isovitesses et isobares, en Elasticité, lignes d'égale contrainte, etc.). Après avoir fixé une valeur donnée du gradient sur un potentiomètre, on peut tracer par points la ligne isovitesse correspondante, avec la même facilité que l'on effectue le relevé d'une équipotentielle. A cet effet, la bisonde, équipée de son dispositif moteur d'orientation automatique, peut être montée à la place de la sonde unique sur le petit chariot du système mécanique dont il a été parlé plus haut.

4.3. — Lorsqu'il s'agit de définir le gradient au contour du modèle, on peut employer encore d'autres méthodes. Si la frontière est *isolante*, un relevé minutieux de la répartition du potentiel, suivi d'une dérivation numérique ou graphique, donne souvent d'excellents résultats. Le cas d'une frontière *conductrice* est plus délicat, mais l'on peut obtenir une valeur moyenne du gradient normal en mesurant l'intensité électrique qui traverse un élément de surface connu, isolé électriquement du reste de l'électrode et maintenu au potentiel initial (cf. formule (1) et IV. 1.2).

5. Traceurs automatiques d'équipotentielles.

Des tentatives, déjà anciennes, ont été faites pour obtenir rapidement la figuration d'un champ. Dans cet ordre d'idées, on peut rappeler les expériences de Guebhard [2] qui, dans un bain d'acétate de plomb, obtenait sur une plaque de fer placée

horizontalement au fond du bassin, de magnifiques irisations dont les formes reproduisaient sensiblement l'aspect des équipotentielles. On a également essayé de rendre visible le trajet des ions dans certaines solutions électrolytiques. On a aussi montré que certains animalcules soumis à un champ électrique se disposaient en files suivant les lignes potentielles du champ.

Les procédés modernes consistent à rendre automatiques les opérations décrites précédemment pour déterminer un point d'une équipotentielle de façon à effectuer un tracé *continu* de ces lignes. De tels *traceurs automatiques* ont été construits au cours de ces dix dernières années dans plusieurs laboratoires. Le principe de ces appareils est facile à imaginer : le mouvement de la sonde est commandé par un servomoteur aux bornes duquel est appliqué, convenablement amplifié, le signal d'erreur entre la sonde s et le pont P. Le servomoteur fonctionne de manière à toujours ramener la sonde en un point de l'équipotentielle. Si un second moteur entraîne la sonde suivant une direction donnée, le servomoteur la maintient constamment sur l'équipotentielle ; il suffit alors de lier la sonde à un style inscripteur pour enregistrer ses déplacements sur une planche à dessin et tracer ainsi la courbe cherchée.

Avec l'appareil construit à l'O.N.E.R.A. par J. Miroux, la vitesse de tracé peut atteindre plusieurs centimètres-seconde en conservant une précision de 1 à 2/10 mm. Un dispositif assure à la fin du tracé de chaque ligne le changement du potentiel de référence, l'inversion du sens de déplacement ainsi que le relevé puis l'abaissement du style dans le passage d'une équipotentielle à la suivante. Un autre système fait varier automatiquement la vitesse du moteur non asservi en fonction de la courbure de l'équipotentielle de façon à conserver la précision du tracé. Enfin, un dernier dispositif de mémoire permet, en assurant au moment opportun la permutation automatique des rôles des deux moteurs, de tracer des courbes de formes absolument quelconques, y compris des courbes fermées.

6. Traceurs de trajectoires électroniques. Dans de nombreux appareils tels que microscopes, lentilles électroniques et téléscopes électroniques, tubes et multiplicateurs d'électrons, tubes à rayons X et à hyperfréquences, on est conduit à considérer le mouvement d'un flot d'électrons introduits avec des vitesses initiales en des points donnés dans un champ électrique produit par des électrodes et des tensions données. La méthode d'analogie rhéoélectrique peut apporter une aide intéressante dans la résolution de tels problèmes. L'image du champ électrostatique peut, en effet, être définie sans difficulté dans un bassin électrique où l'on peut obtenir ainsi les valeurs de ses composantes E_x, E_y.

Les trajectoires électroniques sont ensuite déduites des équations classiques :

$$\frac{d^2x}{dt^2} = -\frac{e}{m} E_x \qquad \frac{d^2y}{dt^2} = -\frac{e}{m} E_y \qquad (15)$$

(où e représente la charge de l'électrode et m sa masse).

Le tracé de ces trajectoires peut être effectué de diverses façons :

1° Par un procédé purement graphique en utilisant la carte des équipotentielles ;

2° Par un tracé semi-automatique effectué directement au-dessus du bassin : la sonde unique décrit élément par élément la trajectoire cherchée en fournissant à un appareil les indications concernant les caractéristiques locales du champ tout en recevant de cet appareil les ordres nécessaires pour poursuivre son chemin (appareil de Marvaud [161] fig. 4) ;

3° Par un traceur entièrement automatique (appareil de Gabor, 1937, et celui de Langmuir, 1937) qui, à tout instant, mesure dans le bassin les composantes E_x et E_y et intègre les équations (15). De nombreux traceurs de ces types existent maintenant dans différents pays.

7. Traceurs de trajectoires de corpuscules en suspensions.

Dans ces problèmes, on s'intéresse à l'entraînement de particules solides en suspension dans un écoulement non uniforme : par exemple, détermination de la quantité de glace qui vient se déposer sur le bord d'attaque d'un avion, lorsque celui-ci traverse un nuage givrant. Ce problème ressemble au précédent et les trajectoires sont ici définies par :

$$\frac{d^2x}{dt^2} = K\,(U-u)\,,\quad \frac{d^2y}{dt^2} = K\,(V-v) \qquad (16)$$

où (U, V) est la vitesse de l'écoulement et (u, v) celle de la particule ; K représente une fonction assez compliquée dans laquelle interviennent les dimensions de la particule, le rapport des densités, la vitesse relative $(U-u, V-v)$ et le nombre de Reynolds correspondant.

L'image de l'écoulement est obtenue par analogie rhéoélectrique : par exemple, champ aérodynamique autour d'une aile ou à l'entrée d'un réacteur. La détermination des trajectoires de particules est faite par l'un des trois procédés précédents. Dans l'appareil de Marvaud [161] (1951), que l'on peut utiliser au-dessus d'un bassin plan ou incliné, le tracé est semi-automatique. Dans l'appareil plus récent et plus perfectionné d'Avramson et Torgeson [185], le tracé est entièrement automatique : une trisonde transmet les composantes de la vitesse tandis qu'un important calculateur électronique analogique, associé au bassin, et sur lequel ont été affichées préalablement les lois données qui interviennent dans K, résoud automatiquement le système (16) et renvoie les ordres convenables au mécanisme qui déplace la trisonde. Avec cet appareil, une trajectoire de 80 cm peut être dessinée en une minute.

(*à suivre*).

La bibliographie sera publiée avec la troisième partie de cet article.

NOTE SUR UN NOUVEAU PROCÉDÉ DE CALCUL PAR COURANTS HAUTE FRÉQUENCE

PAR

H.J. UFFLER

Directeur Technique
du Département Calculateur Electronique
Compagnie Générale de T.S.F.

I. Introduction.

Parmi les diverses opérations (algébriques, analytiques, génération de fonctions, résolution de systèmes d'équations, etc...) que le calculateur analogique est amené à effectuer pour résoudre les problèmes variés qui lui sont posés, les opérations algébriques comptent parmi les plus importantes, se retrouvant dans tous les calculs, et ont déjà été l'objet de multiples solutions techniques (mécaniques, électriques, électroniques).

La Compagnie Générale de TSF a mis au point un procédé de calcul original (utilisant des courants de haute fréquence) pour effectuer ces opérations dans ses calculateurs.

C'est ce procédé de calcul que nous décrirons dans cette note, où, après en avoir énoncé les caractéristiques générales, nous commencerons par examiner les cas particuliers de la multiplication par un facteur constant, de l'addition, puis de la multiplication par un facteur variable pour aborder ensuite le cas général : opérateur linéaire.

Nous établirons une propriété fondamentale de ce procédé de calcul, relative aux impédances, et terminerons en donnant un exemple d'utilisation de cette technique.

II. Caractéristiques générales du procédé de calcul HF.

II-1. Opérations effectuées.

Toutes opérations algébriques sur des tensions électriques représentant les grandeurs intervenant dans la résolution des problèmes,

– addition (ou soustraction) de 2 fontions :

$$f(x) + g(y)$$

– multiplication (ou division) de fonctions mathématiques ou empiriques

$$f(x) \times g(y)$$

(par extension, élévation à une puissance quelconque ou extraction de racine).

– combinaisons linéaires :

$$\Sigma a \; f(x) \times g(y) \ldots\ldots$$

II-2. Caractéristiques des circuits de calcul.

Le procédé de calcul est électro-mécanique.

Les grandeurs sur lesquelles sont effectués les calculs, sont matérialisées, soit par des tensions (ou courants) électriques, soit par des rotations mécaniques (par exemple pour l'entraînement des condensateurs variables des circuits multiplicateurs).

Les chaînes de calcul se composent uniquement de capacités fixes ou variables, d'inductances,

(Ordres de grandeur :

C quelques 10^2 $\mu\mu F$

L une fraction de mH)

WRH

et de feeders, (à l'exclusion de tout tube amplificateur ou séparateur).

Elles sont symétriques.

Tensions utilisées :

fréquence fixe 472 kHz

amplitude max. 150 V

symétriques

stabilité nécessaire : en fréquence $\frac{\Delta f}{f} \leqslant \frac{1}{200}$

en tension : la tension de référence HF étant la même pour tous les circuits d'un calculateur, il n'y a pas d'exigence de stabilité lorsque celui-ci ne comporte pas de dispositif d'intégration ou de dérivation par rapport au temps.

Dans le cas contraire, la stabilité en tension est conditionnée par la précision à obtenir sur ces opérations.

II-3. Résumé des propriétés principales.

– Précision : ordre du 1/5000 par élément de calcul.

ordre du 1/1000 global dans une chaîne complexe.

– Stabilité : dans le temps : supérieure au 1/10 000 (pas de tubes dans les chaînes de calcul).

– Coefficient de température : erreur par d°C : 10.10^{-6} ;

– Fidélité : celle des mécaniques d'entraînement : environ 1/10 000 ;

– Insensibilité aux défauts d'isolement : (une fuite de 1MΩ à la masse provoque une erreur très inférieure à 10^{-4}) ;

– Souplesse : Réalisation d'opérations multiples par simple connexion des quadripôles (ou multipôles) opérateurs.

III. Étude de quelques cas particuliers.

Pour simplifier, nous supposerons dans cette étude que les circuits ne sont pas chargés. Le cas où les circuits sont fermés sur une impédance non infinie sera traitée au paragraphe V.

Les calculs sont conduits en raisonnant sur les admittances.

III-1. Multiplication (ou division) par un facteur fixe.

III-1.1. *Cas théorique.*

Nous supposerons, dans ce paragraphe, que tous les éléments sont correctement réglés et parfaits (capacités sans fuite, inductances sans résistance Q ∞).

Le quadripole utilisé est représenté fig. 1. Il est symétrique et réglé de façon que, à la fréquence de travail (fixe) chaque bras parallèle résonne avec le bras série.

(L_1 accorde C_1, L_2 accorde $C_1 + C_2$, L_3 accorde

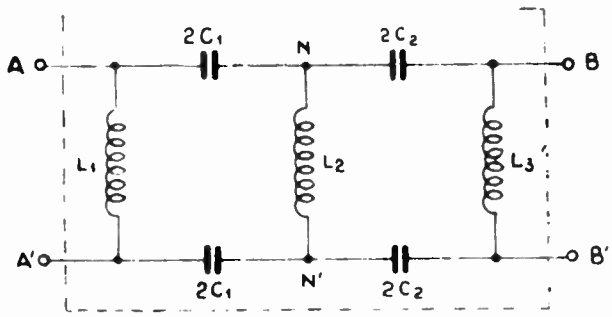


Fig. 1

C_2 – Les opérations de réglage consistent effectivement à court-circuiter $N\ N'$ pour ajuster L_1

court-circuiter $A\ A'$ et BB' pour ajuster L_2

court-circuiter $N\ N'$ pour ajuster L_3).

Les admittances des éléments constitutifs sont donc :

pour les capacités : $2K_1 = 2jC_1\ \omega \quad 2K_2 = 2jC_2\omega$

pour les inductances :

$$L_1) - K_1 = \frac{1}{jL_1\omega}\ ;\quad L_2) - (K_1 + K_2) = \frac{1}{jL_2\omega}$$

$$L_3) - K_2 = \frac{1}{jL_3\omega}$$

Appliquons aux bornes d'entrée AA' deux tensions symétriques V_e et $-V_e$.

Soient V_s et $-V_s$ les tensions de sortie (également symétriques).

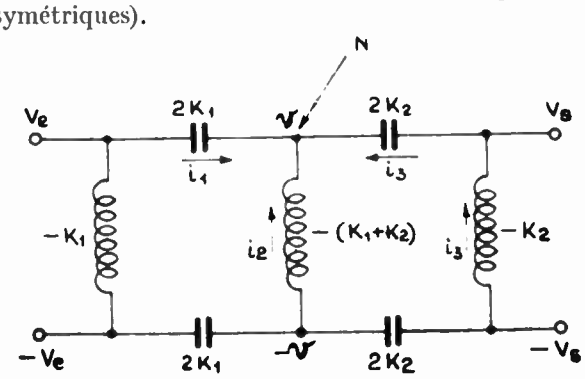


Fig. 2

L'application au nœud N (voir fig. 2) de la loi de Kirchoff donne :

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0$$

avec :

$$i_1 = 2K_1\ (V_e - v)$$

$$i_2 = -(K_1 + K_2)(-2v) = 2(K_1 + K_2)\,v$$

$$i_3 = 2K_2\,(V_s - v)$$

Soit : $2K_1\,(V_e - v) + 2\,(K_1 + K_2)\,v + 2K_2\,(V_s - v) = 0$

$$K_1\,V_e + K_2\,V_s = 0$$

$$V_s = -\frac{K_1}{K_2}\,V_e$$

$$\boxed{V_s = -\frac{C_1}{C_2}\,V_e}$$

La tension de sortie V_s est égale (au signe près) au produit de la tension d'entrée par le rapport des capacités série. (Le circuit étant symétrique, on rétablit la polarité en croisant les connexions de sortie).

Remarque. — Le circuit étant ouvert

$$i_3 = 2K_2\,V_s$$

si on compare à l'équation $i_3 = 2K_2\,(V_s - v)$, on constate que, dans ce cas théorique, la tension intermédiaire v est nulle,

d'où : $i_2 = 0$ et $i_3 = -i_1$

Le quadripole opérateur peut donc être considéré comme l'association en série de ceux cellules en π (passe haut) transformant successivement une tension en courant proportionnel puis ce courant en tension proportionnelle.

III-1.2. *Cas réel* (Voir fig. 3).

Dans la réalité, les capacités sont entachées de déréglages $2\gamma_1$, $2\gamma'_1$ $2\gamma_2$ $2\gamma'_2$ et leurs résistances de fuite sont ρ_1 ρ'_1 ρ_2 ρ'_2.

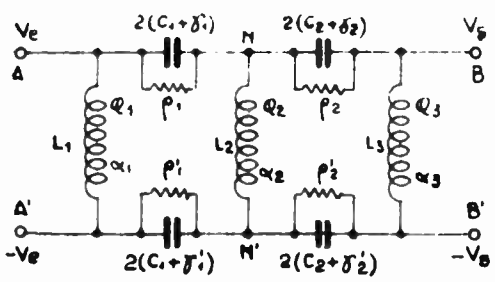


FIG. 3

Les inductances sont entachées de déréglages α_1 α_2 α_3 et leurs surtensions sont Q_1 Q_2 Q_3.

Un calcul analogue à celui développé dans le paragraphe précédent conduit, pour la tension de sortie V_s, à la formule condensée :

(Voir étude détaillée en annexe I)

$$V_s = -\frac{C_1}{C_2}\,V_e\left\{1 + \varepsilon_s\left(\gamma_1\gamma'_1\gamma_2\gamma'_2\,\frac{1}{\rho_1}, \frac{1}{\rho'_1}, \frac{1}{\rho_2}, \frac{1}{\rho'_2}\right) + \left[\varepsilon_p\left(\alpha_2, \alpha_3, \frac{1}{Q_2}, \frac{1}{Q_3}\right)\right]^2\right\}$$

où

ε_s est un infiniment petit du 1er ordre, fonction des déréglages et fuites des capacités série.

ε_p est un infiniment petit du 1er ordre, fonction des déréglages et surtensions des inductances parallèles.

On peut résumer cette formule sous la forme :

$$V_s = -\frac{C_1}{C_2}\,V_e\left[\underbrace{1 + \text{erreur éléments série}}_{\text{valeur théorique}} + \underbrace{\left(\text{erreur éléments parallèles}\right)^2}_{\text{correctif apporté en réalité}}\right]$$

Discussion.

La valeur théorique trouvée au paragraphe III-1.1. est corrigée par 2 termes erreurs,

1° un terme ε_s relatif aux imperfections des éléments série (capacités) qui influe *au premier ordre* sur la précision de l'opération.

Dans la pratique, les capacités utilisées sont à diélectrique céramique et on pourra toujours négliger leur résistance de fuite.

Par contre, une erreur de réglage d'une des capacités (ou, ce qui revient au même, une capacité parasite non compensée entre points A et N ou N et B) agira dans la même proportion sur le résultat.

2° Un terme ε_p relatif aux imperfections des éléments parallèles (inductances) qui influe *au second ordre* sur la précision de l'opération.

Dans la pratique, la surtension des inductances dépasse 250. La perturbation apportée par le fait qu'elle n'est pas infinie est inférieure au 1/50 000 et donc négligeable. On voit d'autre part qu'un déréglage d'une inductance de 1 % affectera le résultat de 1/10 000.

Remarque. Les fuites par rapport à la masse (défauts d'isolement), les capacités parasites par rapport à la masse ou entre points symétriques des circuits (A et A', N et N', B et B') viennent en parallèle sur les inductances et n'influent donc qu'au second ordre sur la précision du calcul.

(Par exemple une fuite de 1MΩ à la masse, à chaque borne d'une inductance de 0,5 mH et $Q = 250$ ramène sa surtension apparente de 250 à environ 200 et fait passer la valeur de la perturbation apportée par cette inductance de 1/62 500 à 1/40 000).

III-2. Addition (ou soustraction) pondérée.

Nous n'examinerons que le cas théorique, ne comportant que des éléments parfaits, toutes les considérations relatives au cas réel et développées au

paragraphe III-1.2. se transposant immédiatement ici.

Le circuit utilisé est représenté fig. 4.

Les valeurs des admittances des différents éléments figurent entre parenthèses.

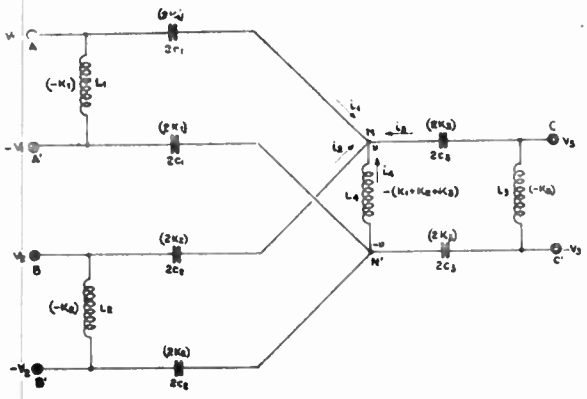


FIG. 4

Le circuit est réglé de façon que, à la fréquence de travail, chaque bras parallèle résonne avec le bras série (L_1 accorde C_1, L_2 accorde C_2, L_3 accorde C_3, L_4 accorde $(C_1 + C_2 + C_3)$).

Conduisant le calcul comme au paragraphe III.1.1. et écrivant au point N :

$$i_1 + i_2 + i_3 + i_4 = 0$$

soit :

$$2K_1 (V_1 - v) + 2K_2 (V_2 - v) + 2K_3 (V_3 - v) + 2 (K_1 + K_2 + K_3) v = 0$$

on en déduit :

$$V_3 = \frac{K_1 V_1 + K_2 V_2}{K_3}$$

soit :

$$V_3 = \frac{C_1 V_1 + C_2 V_2}{C_3}$$

Pour faire une simple addition, on réalisera de construction $C_1 = C_2 = C_3$.

Pour faire une soustraction, il suffit de croiser les connexions reliant les capacités $2C_2$ aux points N et N'.

Remarque.

De même qu'au paragraphe I-1.1., on voit aisément que la tension intermédiaire v est nulle, de même que le courant i_4.

On a donc : $i_3 = -(i_1 + i_2)$

i_1, i_2, i_3, étant respectivement proportionnels à V_1, V_2, V_3, on voit que l'addition des grandeurs se fait sous forme d'addition de courants aux points N et N' (appelés dans les chaînes de calcul « points de courant », les points AA', BB', CC', étant appelés « points de tension »).

III-3. MULTIPLICATION (OU DIVISION) PAR UN FACTEUR VARIABLE.

Il semblerait qu'il n'y ait, pour effectuer cette opération, qu'à rendre variable simultanément les 2 capacités $2C_1$ (voir fig. 1) du circuit multiplicateur par un facteur fixe. Mais dans ces conditions, les quantités accordées par les inductances L_1 et L_2 ne resteraient pas constantes et donc la théorie ne serait plus valable.

On est donc amené à compléter ce dispositif par deux capacités dont les variations sont complémentaires (de façon que les accords de L_1 et L_2 restent inchangés) et telles que la somme des courants arrivant aux points N et N' suive la loi désirée.

On est ainsi conduit au circuit représenté fig. 5.

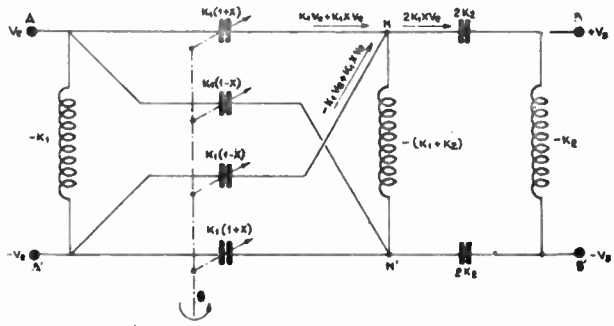


FIG. 5.— $X = f(\theta)$ loi du condensateur (linéaire, sinusoïdale ou empirique

La somme des capacités accordées par L_1 (NN' étant court-circuités) est constante et d'admittance égale à K_1. De même L_2 accorde (AA' et BB' étant court-circuités) l'admittance constante $(K_1 + K_2)$.

Dans ces conditions, la tension de sortie est :

$$V_s = -\frac{K_1}{K_2} \times V_e$$

La figure 6 donne un exemple de réalisation de quatre capacités dont la variation simultanée répond aux conditions décrites ci-dessus.

K_1 est l'admittance (fixe) d'un quart du condensateur.

Un rotor cylindrique isolant, portant sur sa surface des armatures métalliques dont la forme conditionne la loi du condensateur, tourne à l'intérieur

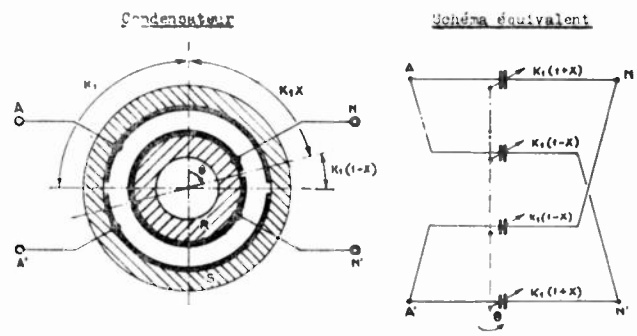


FIG. 6. — Avec $X = f(\theta)$, loi du condensateur, dépendant de la forme de ses armatures

d'un stator cylindrique isolant dont l'intérieur porte également des armatures.

(Cas du condensateur CSF – isolant : stéatite – armatures : dépôts d'argent – entrefer : 0,2 mm – capacité totale : env. 600 $\mu\mu F$ – précision : ordre du 1/5 000).

Remarque (Voir figure 7).

Une cellule fixe est un cas particulier de cellule variable dans laquelle $X = 1$

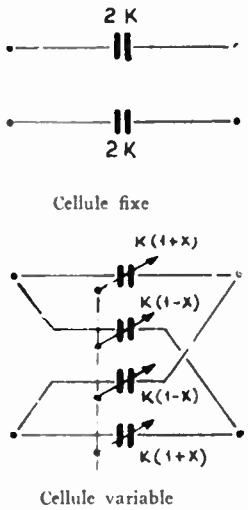


FIG. 7

IV. Circuit général : opérateur linéaire.

IV-1. CAS THÉORIQUE (Voir fig. 8).

(Tous éléments supposés parfaits et correctement réglés).

Considérons n 1/2 cellules multiplicatrices (par facteur constant ou variable), connectées à la même inductance NN', les conditions d'accord des inductances étant réalisées comme il a été décrit dans les paragraphes précédents.

(Les quantités portées sur la figure sont les admittances des différents éléments). Soient $(V_1, -V_1)$, $(V_2, -V_2)$.... $(V_n, -V_n)$ les couples de tensions symétriques aux bornes du multipôle.

$$X_1 = f_1(\theta_1)$$
$$\cdots\cdots\cdots\cdots$$
$$X_n = f_n(\theta_n)$$

les lois des différents condensateurs variables.

Un calcul analogue à ceux précédemment faits (§ III-1.1) conduit à la relation :

$$\boxed{\sum_{i=1}^{i=n} K_i X_i V_i = 0} \quad \text{avec } X_i = f_i(\theta_i)$$

Tout couple de tension résulte d'une combinaison linéaire des (n-1) autres et des paramètres fixes ou variables introduits de construction ou mécaniquement dans l'opérateur.

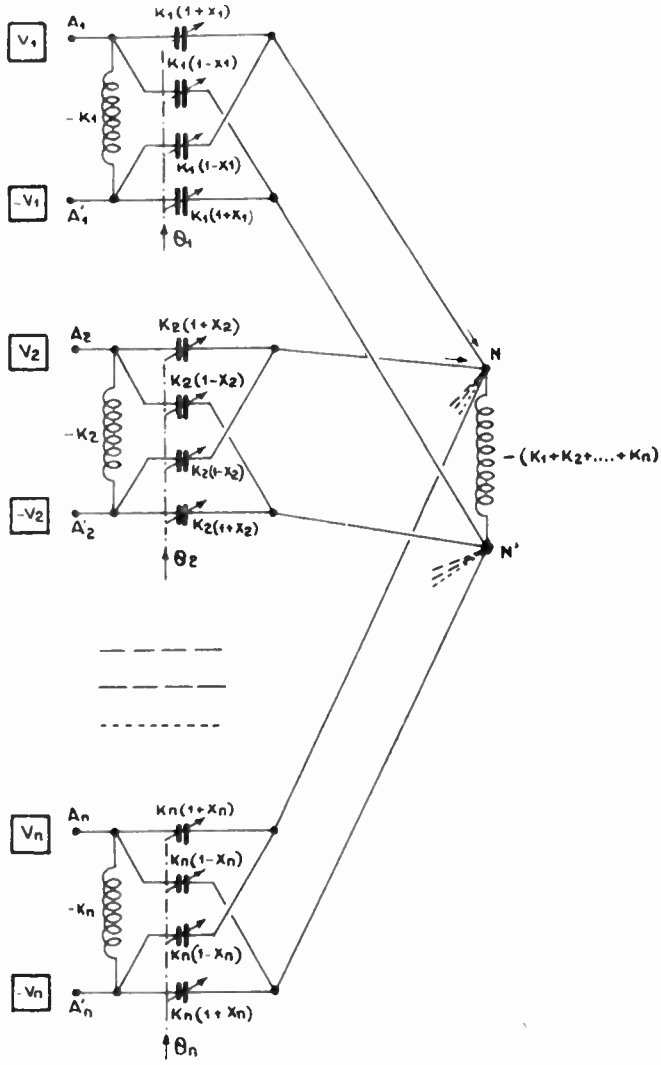


FIG. 8

IV. — 2. CAS RÉEL.

Les conclusions établies au paragraphe III-1.2 s'appliquent intégralement au cas général :

erreurs du premier ordre apportées par les imperfections des éléments série.

erreurs du second ordre apportées par les imperfections des éléments parallèles.

V. — Constitution de chaînes de calcul complexes.

V-1. ASSOCIATION EN SÉRIE DE PLUSIEURS CIRCUITS.

Un quadripôle calculateur (multiplicateur par exemple) est équivalent à un circuit comportant un transformateur parfait (voir annexe 3).

D'autre part, (voir annexe II), le rapport entre

l'admittance de transfert Y_t et l'admittance itérative Y_d d'un tel circuit est Q^2 (soit $> 50\,000$).

En conséquence, (voir fig. 9) si on constitue une chaîne de calcul par plusieurs circuits en série et

FIG. 9

qu'on l'alimente en tête par un générateur d'impédance interne presque nulle, chaque circuit (voir fig. 10) se comporte comme un générateur d'admittance interne Y_t chargé par une admittance Y_d.

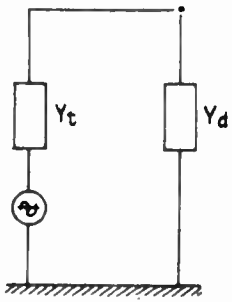


FIG. 10

Le rapport $\frac{Y_t}{Y_d}$ étant égal à Q^2, on voit que le fait de charger un circuit par un autre ne fausse la valeur théorique de l'opération que de $\frac{1}{Q^2}$ $\left(\text{soit} < \frac{1}{50\,000}\right)$.

Conséquence fondamentale.

Une chaîne de calcul complexe sera constituée de circuits calculateurs élémentaires *simplement connectés entre eux sans interposition d'amplificateurs ni séparateurs*. Elle ne comporte aucun tube à vide.

V-2. EXEMPLE DE CHAINE DE CALCUL.

Transformation de coordonnées polaires en coordonnées cartésiennes.

Soit à calculer l'abscisse d'un point dont on connaît les coordonnées polaires (par exemple : distance D, site S, gisement G, donnés par un radar).

Les calculs à effectuer sont : (voir fig. 11)

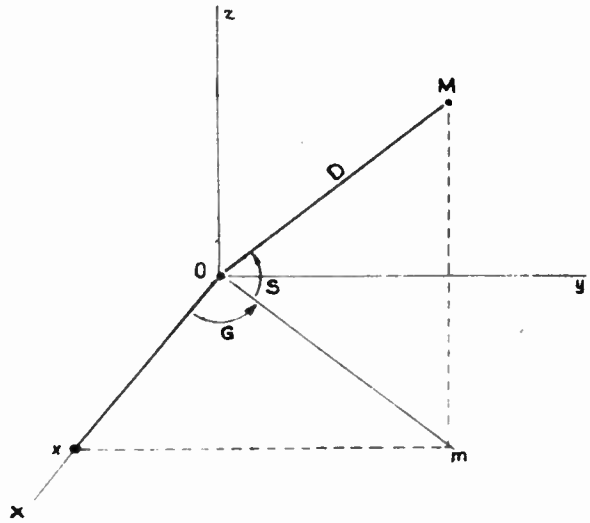


FIG. 11

$$Om = D \cos S$$

$$x = Om. \cos G$$

$$\boxed{x = D \cos S \cos G}$$

Nous utiliserons une chaîne constituée par trois circuits multiplicateurs connectés en série, (voir fig. 12), alimentée par un générateur HF de très basse impédance interne, fournissant la tension HF de référence.

Les opérations élémentaires effectuées par chaque circuit étant :

$$X_1 = aD \qquad X'_1 = b \cos S \qquad X''_1 = c \cos G$$

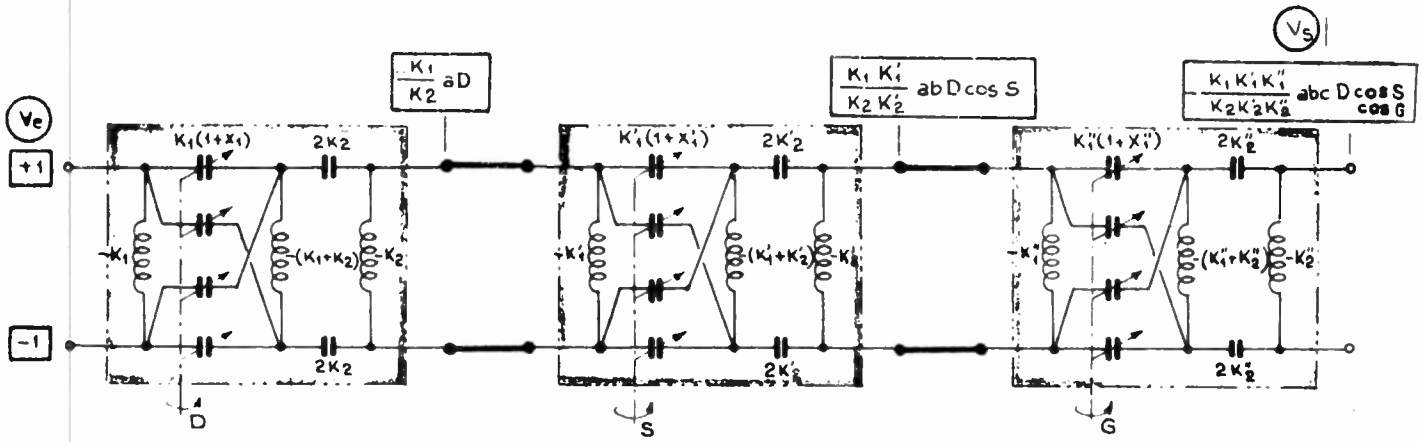


FIG. 12

Le résultat final est :

$$V_S = -\frac{k_1 k'_1 k''_1}{k_2 k'_2 k''_2} abc\, D \cos S \cos G$$

soit :

$$\boxed{V_S = -K D \cos S \cos G}$$

en posant $K = \frac{K_1 K'_1 K''_1}{K_2 K'_2 K''_2} abc$

Etc.

Nota : Un condensateur « sinusoïdal » donne à la fois les fonctions sinus et cosinus. Trois condensateurs variables (1 linéaire, 2 sinusoïdaux) suffisent donc pour effectuer la transformation complète des coordonnées polaires D, S, G en coordonnées cartésiennes X, Y, Z.

Conclusion.

La technique de calcul H.F. décrite ici, est la technique de base du calculateur analogique C.S.F. Ses qualités de précision, souplesse et stabilité situent celui-ci entre le calculateur analogique classique, dont la souplesse, la facilité de mise en œuvre et la commodité d'exploitation (calcul continu, effectué conformément au processus du phénomène physique, les entrées et les sorties se faisant simplement sous forme analogique) sont bien connues, mais dont la précision est rapidement limitée, et la machine arithmétique dont la précision est pratiquement illimitée mais qui calcule « coup par coup » suivant un processus en général très éloigné de celui du phénomène physique et dont les entrées et sorties nécessitent codage et décodage.

FIG. 13. — Le matériel de conduite de tirs APT/HF 90, réalisé suivant les principes exposés dans le présent article.

Son domaine d'application est, en conséquence, considérable, des calculateurs « militaires » (conduite de tir d'artillerie, guidage d'engins, interception, etc.) aux machines de tri et contrôle de pièces détachées (tri de condensateurs, mesure automatique de coefficients de température, etc.) en passant par l'importante catégorie des simulateurs d'étude ou d'exploitation (simulateur d'avion, de barrage, d'usine automatique, de réseau, etc.), des régulateurs et des dispositifs de commande automatique de machines outils et chaînes de fabrication (« Automation »).

A. Annexe 1. Valeur réelle du rapport de transformation.

Pour ne pas alourdir les calculs, nous ferons cette étude dans le cas du multiplicateur par un coefficient constant. Elle s'étend sans difficultés au cas du facteur variable.

Nous examinerons séparément les erreurs causées par les éléments parallèles (inductances) et celles causées par les éléments série (capacités).

Tant que ces erreurs sont petites, il est bien évident que leurs influences sur la précision s'ajoutent.

A-1. Influence des erreurs dues aux éléments parallèles (inductances).

Une inductance de valeur L accordant une capacité $C\left(L = \frac{1}{C\omega^2}\right)$ se présente en réalité comme indiqué fig. *a*1.

ΔL représentant le déréglage (positif ou négatif), r la résistance série, Q la surtension, son admittance est donc ($\varepsilon_1 \frac{\Delta L}{L}$ est petit) :

$$Y_L = \frac{1}{j(L+\Delta L)\omega} = \frac{1}{QL\omega}$$

$$Y_L = \frac{1}{jL\omega}\left[1 - \frac{\Delta L}{L} - \frac{1}{Q}\right]$$

soit $Y_L = K(1 + \varepsilon)$

avec K : admittance $jC\omega$ de la capacité accordée par la valeur théorique de l'inductance L

$$\varepsilon = -\frac{\Delta L}{L} - \frac{1}{Q}$$

FIG. *a* 1

Raisonnant sur la fig. *a*2 (sur laquelle les valeurs portées sont celles des admittances), comme au paragraphe III-1.1, nous avons

$$i_1 + i_2 + i_3$$

$$= K_1(V_1 - v) - 2v + (K_1 + K_2)(v + \varepsilon_3) + 2K_2(V_2 - v) = 0$$

soit $K_1 V_1 + K_2 V_2 + \varepsilon_3(K_1 + K_2)v = 0$ (1)

d'autre part $i_2 = 2V_2K_2(1 + \varepsilon_2) = (V_2 - v)2K_2$

d'où $v = -V_2\varepsilon_2$

en reportant dans (1)

$$K_1 V_1 + K_2 V_2 - \varepsilon_2 \varepsilon_2 (K_1 + K_2) V_2 = 0$$

$$V_2 \# - \frac{K_1}{K_2} V_1 \left[1 + \frac{K_1 + K_2}{K_2} \varepsilon_2 \varepsilon_3 \right]$$

Il est de toute façon possible d'en tenir compte dans le réglage. Il n'introduit pas de composantes déphasées.

A-1.2. *Influence des désaccords.* Supposons $Q_2 = Q_3 = Q$.

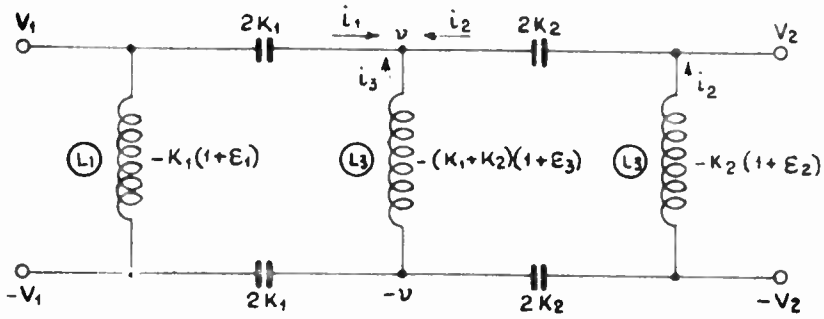


FIG. *a* 2

$$V_2 \# - \rho (1 + \delta) V_1 \quad \text{avec} \quad \rho \text{ valeur théorique} = - \frac{K_1}{K_2}$$

δ terme correctif

Discussion.

$$\delta = - \frac{K_1 + K_2}{K_2} \left(\frac{\Delta L_2}{L_2} + \frac{j}{Q_2} \right) \left(- \frac{\Delta L_3}{L_3} + \frac{j}{Q_3} \right)$$

A-1.1. *Influence de la surtension seule.*

Les inductances sont supposées correctement réglées.

$$\frac{\Delta L_2}{L_2} = \frac{\Delta L_3}{L_3} = 0 \qquad \delta = - \frac{K_1 + K_2}{K_2} \frac{1}{Q_2 Q_3} - \frac{C_1 + C_2}{C_2} \frac{1}{Q_2 Q_3}$$

$$= + (\rho - 1) \frac{1}{Q_2 Q_3}$$

On peut encore mettre ce terme sous la forme :

$$\delta = \frac{- \frac{j (K_1 + K_2)}{Q_3} \cdot \frac{j K_2}{Q_2}}{K^2_2}$$

soit :

$$\boxed{\delta = \frac{g_2 g_3}{C^2_2 \omega}}$$

avec $g_3 = \dfrac{- j (K_1 + K_2)}{Q_3}$ conductance de l'inductance L_3

$g_2 = \dfrac{j K_2}{Q_2}$ conductance de l'inductance L_2

Le terme δ est pratiquement constant dans le temps et en général négligeable tant que ρ n'est pas trop grand.

En effet pour $\rho = 1/2$ ($C_1 = 100$ pF, $C_2 = 200$ pF) et $Q_2 = Q_3 = 250$, valeurs aisément dépassées en fabrication, on a :

$$|\delta| = \frac{100 + 200}{200} \frac{1}{(250)^2} < \frac{1}{40\,000}$$

$$\delta = (\rho + 1) \left[\frac{\Delta L_2}{L_2} \frac{\Delta L_3}{L_3} \frac{j}{Q} \left(\frac{\Delta L_2}{L_2} + \frac{\Delta L_3}{L_3} \right) \frac{1}{Q^2} \right]$$

1er *terme* $(\rho + 1) \dfrac{1}{Q^2}$ a été étudié au paragraphe précédent.

2e *terme* $(\rho + 1) \dfrac{\Delta L_2}{L_2} \dfrac{\Delta L_3}{L_3}$ n'introduit une erreur que si les 2 inductances L_2 et L_3 sont déréglées simultanément.

ex. si $\dfrac{\Delta L_2}{L_2} = \dfrac{\Delta L_3}{L_3} \leqslant 1\,\%$ et $\rho = 1/2$

ce terme est inférieur à 1/6 000 donc petit.

Par contre, il croît avec ρ. Pour $\rho = 2$ il serait $< 1/3$ ...

3e *terme* $(\rho + 1) \dfrac{j}{Q} \left(\dfrac{\Delta L_2}{L_2} + \dfrac{\Delta L_3}{L_3} \right)$ introduit une erreur si une seule des 2 inductances est déréglée. Cette erreur est en quadrature avec la tension principale de calcul et croît avec ρ.

ex. partant des données précédentes :

$$\frac{(1/2 + 1)}{250} \left(\frac{1}{100} + \frac{1}{100} \right) = \frac{1}{8\,000}$$

A-2. INFLUENCE DES ERREURS DUES AUX ÉLÉMENTS SÉRIE (*capacités*).

Supposons que la capacité $2C_1$ soit entachée d'une erreur $2\Delta C$ (et donc sont admittance de $2\Delta K_1$) (Voir Fig. a3).

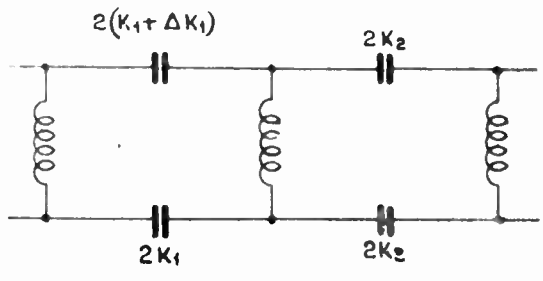


FIG. *a* 3

Tout se passe comme si les 2 capacités symétriques C_1 étaient entachées d'une erreur $\pm \Delta C_1$ autour d'une nouvelle valeur 2 $\left(C_1 + \frac{\Delta C_1}{2}\right)$. (Voir fig. a4).

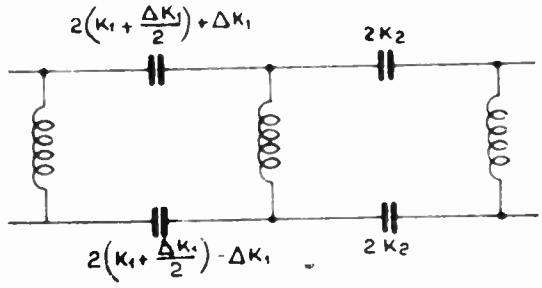


FIG. a 4

Il en résulte :

a) une nouvelle valeur du rapport de transformation :

$$\rho + \Delta\rho = \frac{K_1 + \frac{\Delta K_1}{2}}{K_2}$$

lequel est donc faussé de :

$$\Delta\rho = \frac{\Delta K_1}{2K_2} = \frac{\Delta C_1}{2C_2}$$

On voit bien ici qu'une erreur sur une capacité joue au 1er ordre sur la précision.

b) une dissymétrie sur les tensions calculées dont les conséquences sur la précision ne sont que du second ordre.

A-3. CONSÉQUENCES – RÈGLES PRATIQUES D'UTILISATION DU CIRCUIT CALCULATEUR HF.

De l'étude précédente, nous pourrons déduire les règles suivantes :

A-3.1. Les éléments série (capacités) doivent être réglés le mieux possible et exempts de pertes. En pratique, les capacités utilisées sont à diélectrique céramique de pertes négligeables. Leur coefficient de température est inférieur à 10.10^{-6} (par tri dans la fabrication). Leur stabilité dans le temps est meilleure que le 1/10 000. Enfin, un nouvel appareil de mesure appelé « Bloc de réglage » a été créé spécialement pour permettre de les régler à $\pm$ 1/20 000 de la valeur théorique.

A-3.2. Les erreurs dues aux éléments parallèles sont toutes proportionnelles à $\rho + 1$. Il ne faut donc pas utiliser dans les chaînes de calcul de précision des rapports de transformation de valeur élevée.

En pratique, on prendra toujours $\rho \leqslant 1$. (ce qui est toujours possible étant donné que les chaînes HF peuvent être attaquées en tête sous une tension de l'ordre de 150 volts amplitude).

A-3.3. On prendra des inductances de bonne surtension (celles réalisées couramment en fabrication ont un $Q > 250$), et dont la stabilité soit meilleure que 1 %. (Condition d'autant moins impérative que ρ est plus petit).

B. Annexe 2. Admittances du quadripole multiplicateur.

Nous ferons également cette étude dans le cas du multiplicateur par un coefficient constant. Elle s'étend immédiatement au cas du facteur variable.

B-1. ADMITTANCE D'ENTRÉE DU QUADRIPÔLE CHARGÉ PAR UNE ADMITTANCE α.

C'est par définition :

$$Ye = \frac{i_1}{2V_1}$$

(voir fig. a5)

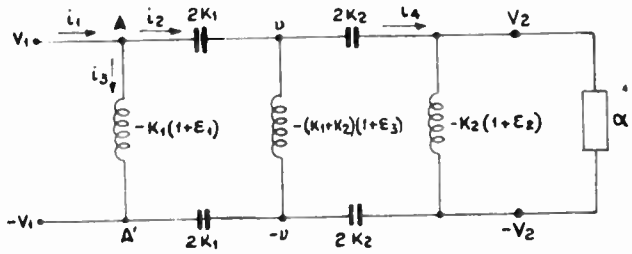


FIG. a 5

au point A : $i_1 = i_2 + i_3$ soit :

$$i_1 = -2K_1 v - 2K_1 \varepsilon_1 V_1 \qquad (1)$$

d'autre part :

$$i_4 = 2K_2 (v - V_2) = 2V_2 [\alpha - K_2 (1 + \varepsilon_2)]$$

d'où l'on tire :

$$v = \frac{V_2}{K_2} [\alpha - K_2 \varepsilon_2]$$

et après report dans (1)

$$Y_e = \frac{i_1}{2V_1} = -\frac{K_1}{K_2}\frac{V_2}{V_1}(\alpha - K_2\varepsilon_2) - K_1\varepsilon_1$$

nous avons vu qu'au second ordre près $\frac{V_2}{V_1} = -\frac{K_1}{K_2} = -\rho$

d'où :

$$Y_e \# \rho^2 (\alpha - K_2\varepsilon_2) - K_1\varepsilon_1$$

Application. Dans un calculateur, le circuit ci-dessus sera fermé soit sur un circuit de caractéristiques semblables, (opérations en cascade), soit sur un dispositif électronique de forte impédance d'entrée (min. $1 M\Omega$).

Calculons dans le 1er cas son impédance itérative Z_d :

$$Y_d = \rho^2 (Y_d - K_2\varepsilon_2) - K_1\varepsilon_1$$

d'où :

$$Y_d \# \frac{-\rho^2 K_2\varepsilon_2 - K_1\varepsilon_1}{1 - \rho^2}$$

pour $\rho = 1/2$; $C_1 = 100$ pF ; $C_2 = 200$ pF ; $Q_1 = Q_2 = 250$; $\Delta L_1 = \Delta L_2 = 0$

on trouve : $Y_d \# 0{,}8.10^{-6}$ mho

oit : $Z_d \# 1\,250\,000$ ohms.

On voit que cette impédance est très élevée, et que, si les inductances sont correctement réglées ($\Delta L_1 = \Delta L_2 = 0$), c'est une résistance pure.

Le même quadripôle fermé sur une résistance pure de 1 MΩ aurait comme impédance d'entrée : $Z_e \# 500\,000$ ohms.

B-2. Admittance de transfert du quadripole (fig. *a*6).

Les bornes de sortie du quadripôle étant court-circuitées.

C'est : $Y_t = \dfrac{i_2}{2V_1}$

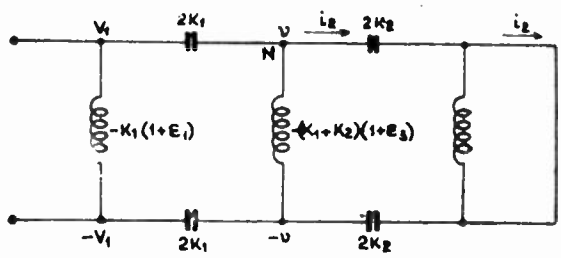


Fig. *a* 6

Des deux relations :

$$i_2 = 2K_2 v$$

et $2K_1(V_1 - v) + 2(K_1 + K_2)(1 + \varepsilon_3)v - i_2 = 0$ (au nœud *N*)

on tire après élimination de v,

$$Y_t = \frac{i_2}{2V_1} = -\frac{K_1 K_2}{(K_1 + K_2)\varepsilon_3}$$

Application : Reprenant l'exemple du paragraphe *B*-1. on trouve:

$$Y_t = \frac{1}{20} \text{ mho} \quad \text{soit } Z_t = 20 \text{ ohms}$$

L'impédance est très basse et se réduit à une résistance pure lorsque es inductances sont correctement réglées.

B-3. Relation fondamentale entre l'admittance itérative et l'admittance de transfert.

Nous supposerons que les inductances sont correctement réglées ($\Delta L_1 = \Delta L_2 = \Delta L_3 = 0$) et ont toutes la même surtension ($Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q$).

Dans ces conditions $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon_3 = \varepsilon = \dfrac{j}{Q}$. D'autre part $\rho = \dfrac{K_1}{K_2}$.

L'admittance itérative Y_d se met sous la forme :

$$Y_d = \frac{-\rho^2 K_2 \varepsilon_2 - K_1 \varepsilon_1}{1 - \rho^2} = K_1 \varepsilon \frac{1 - \rho}{1 - \rho^2} = \frac{K_1 \varepsilon}{1 + \rho}$$

De même l'admittance de transfert Y_t se met sous la forme :

$$Y_t = -\frac{K_1 K_2}{(K_1 + K_2)\varepsilon_3} = -\frac{K_1}{(1 + \rho)\varepsilon}$$

Leur rapport a pour expression :

$$\frac{Y_t}{Y_d} = -\frac{K_1}{(1+\rho)\varepsilon} \cdot \frac{1+\rho}{K_1 \varepsilon} = -\frac{1}{\varepsilon^2} = -\left(\frac{Q}{j}\right)^2$$

$$\boxed{\frac{Y_t}{Y_d} = Q^2}$$

Dans la pratique, compte tenu de légers désaccords des inductances, ce rapport sera voisin de Q^2 et donc > 50 000.

C. Annexe 3 — Equivalence entre un circuit multiplicateur et un circuit comportant un transformateur parfait.

C-1. Rapport de transformation.

Considérons le circuit représenté *fig.* a7 (*a*, A_1, A_2, sont des admittances).

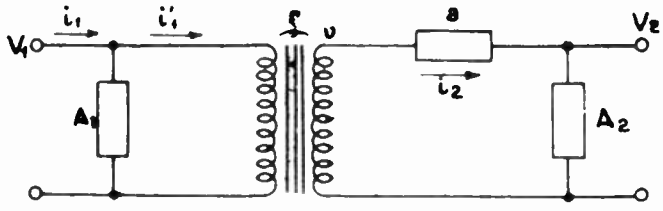


Fig. *a* 7

Le transformateur étant parfait, on a :

$$v = rV_1$$

quel que soit le débit.

D'autre part $i_2 = a(v - V_2) = A_2 V_2$

Par élimination de v, on obtient :

$$V_2 = r\left[1 - \frac{A_2}{a}\right]V_1 \qquad (1)$$

Dans le cas du quadripôle multiplicateur, on avait :

$$V_2 = -\rho\left[1 + \frac{K_1 + K_2}{K_2}\varepsilon_2 \varepsilon_3\right]V_1$$

que l'on peut aussi mettre sous la forme

$$V_2 = -\rho\left[1 - \rho\frac{K_2 \varepsilon_2}{Y_t}\right]V_1 \qquad (2)$$

On voit que les formules (1) et (2) sont identiques, si on fait

$$r = -\rho \qquad a = \frac{Y_t}{\rho} \qquad A_2 = K_2 \varepsilon_2$$

LE CALCULATEUR ANALOGIQUE « DJINN »

PAR

J. GIRERD et A. RIOTTE

Ingénieurs au Centre de Calcul
des Laboratoires R. Derveaux

Le calculateur « Djinn », (fig. 1) du type analyseur différentiel analogique a été conçu et réalisé pour mettre à la portée des laboratoires et des bureaux d'études des diverses branches de la technique, un instrument de calcul à la fois PUISSANT, MANIABLE et PRÉCIS.

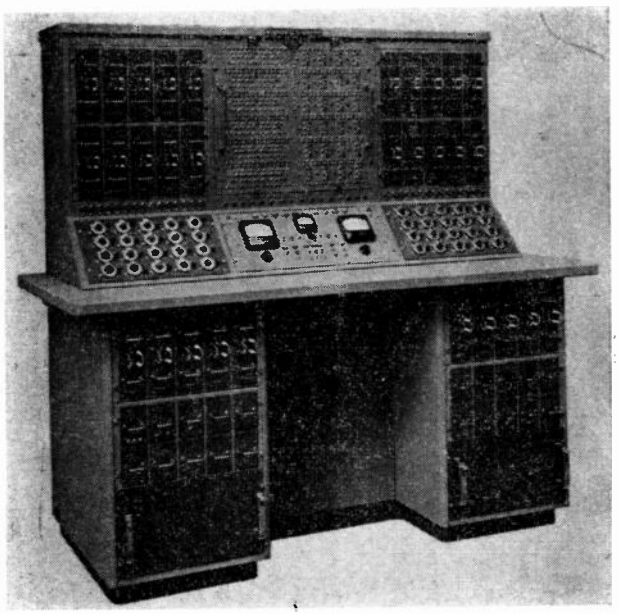


FIG. 1. — Vue générale

Ces caractéristiques ont pu être obtenues :

— par le nombre des éléments opérationnels qu'il comporte ;

— par la réalisation d'un ensemble de panneaux d'interconnexions interchangeables visualisant le « bloc – diagramme » du problème traité ;

— par la mise au point d'un système de mémoire permettant de vérifier le bon fonctionnement dynamique de la machine et de chiffrer la précision des résultats.

1. Description des éléments fonctionnels.

Afin de permettre d'incorporer dans le volume d'un « bloc bureau » le maximum d'éléments fonctionnels, le montage de ceux-ci est réalisé sur châssis fonderie groupés par sous-ensembles de dix (fig. 2). Cette disposition permet d'équiper la version 31 A.S. du « Djinn » de 80 opérateurs, tels qu'amplificateurs, boîtiers fonctionnels, multiplieurs ou générateurs de fonction.

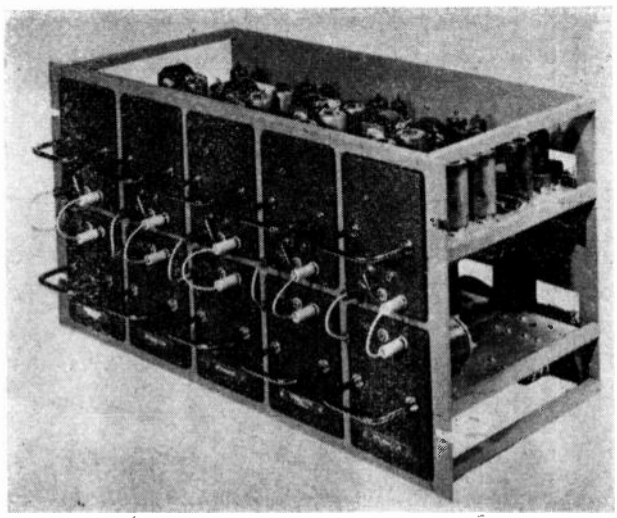


FIG. 2. — Sous-ensemble contenant 5 amplificateurs et 5 boîtiers fonctionnels

1-1. — ÉLÉMENTS FONCTIONNELS LINÉAIRES.

1-1-1. — *Amplificateurs.*

Le calculateur est équipé d'un groupe d'alimentations permettant l'utilisation de trente amplificateurs du type A 100-10 b. Ces amplificateurs à liaison

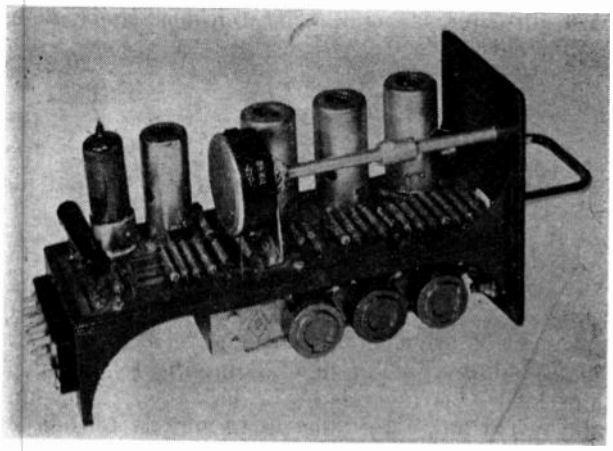


FIG. 3. — Amplificateur circuit imprimé (dessus).

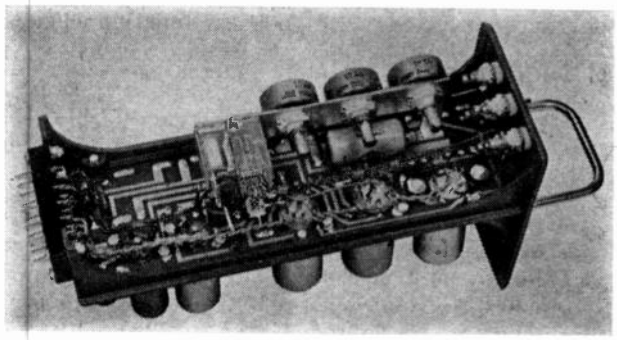


FIG. 3'. — Amplificateur circuit imprimé (dessous)

directe comportent quatre étages d'amplification dont les deux premiers sont symétriques. (fig. 3 et 3').

1-1-1-1. L'étage d'entrée, constitué par une double triode 12 AX7 fonctionnant en régime sous-chauffé à 4,5 volts, permet :

a) du fait de sa symétrie, rattrapée par un potentiomètre de réglage fin de charge de plaque, de minimiser l'effet des variations des tensions d'alimentation et de chauffage ;

b) du fait de la faible valeur de son courant grille, réduit à 10^{-11} ampères par réglage du point moyen de polarisation, de ne pas introduire de limitation appréciable à la précision des calculs ;

c) du fait de sa charge de cathode élevée, constituée par une lampe à grande valeur de μ, permet un fonctionnement en séparateur avec un mode commun inférieur à 10^{-4} (1) ;

d) enfin du fait du montage de l'étage d'entrée sur support souple, l'effet microphonique est minimisé (fig. 4).

(1) Rappelons que le mode commun est le rapport de la variation de tension entre plaques, au déplacement correspondant du point de polarisation des deux grilles :

$$\frac{V_p}{V_e} \cdot \frac{1}{g}$$

(g étant le gain de l'étage)

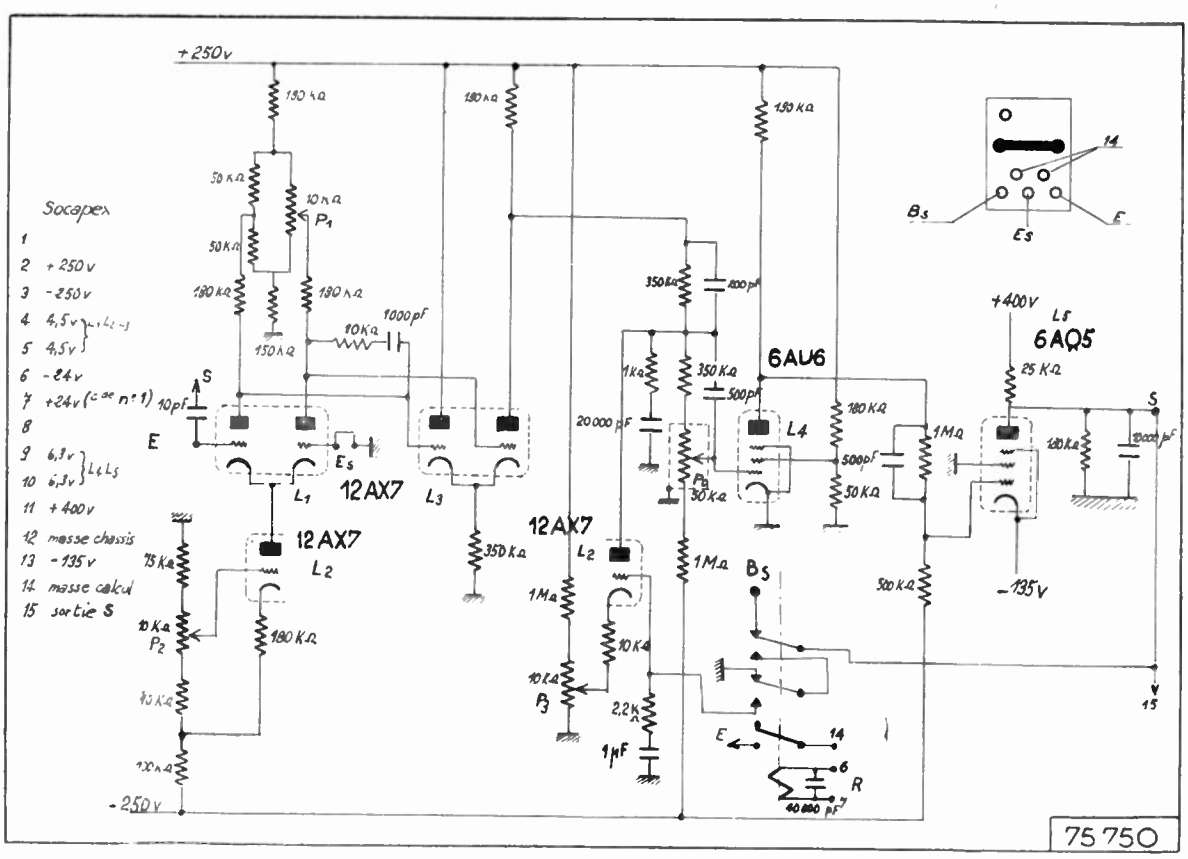


FIG. 4. Schéma de l'amplificateur

1-1-1-2. L'étage de puissance, constitué par une 6AQ5 fonctionnant avec 400 Volts de haute tension positive et –135 Volts de haute tension négative, l'écran étant à la masse, fournit linéairement sur la plaque ± 100 volts avec ± 115 volts de niveau de saturation pour 10 k Ω de charge extérieure.

1-1-1-3. Les étages d'amplification intermédiaire comportent une double triode 12 AX7 travaillant dans les mêmes conditions que la lampe d'entrée et une pentode 6 AU6 fonctionnant avec 50 volts d'écran.

1-1-1-4. *Remise à zéro automatique.* — Pendant la période de blocage de la machine, l'amplificateur est déconnecté du boîtier fonctionnel correspondant, son entrée est mise à la masse et la sortie renvoyée, par l'intermédiaire d'un étage comprenant une 1/2 12AX7, sur la grille d'entrée de la 6AU6 ; de plus, la tension de sortie V_s charge une capacité de 1 µF à grand isolement qui est montée entre la grille d'entrée de la 1/2 12AX7 et la masse. Lorsque la machine est débloquée, le boîtier fonctionnel réalisant le bouclage est connecté à l'amplificateur et la sortie de celui-ci est renvoyée sur le panneau d'interconnexions ; la capacité « mémoire » reste alors chargée à la tension V_s correspondant à la dérive de l'amplificateur à l'instant du déblocage de la machine : le courant grille de la lampe de remise à zéro étant très faible (quelques 10^{-12} ampères obtenus par un réglage potentiométrique), la capacité ne se décharge pas de façon appréciable pendant la période habituelle de calcul (3 à 5 minutes) et compense la tension de dérive. En effet, soit V_d la tension de dérive ramenée à l'entrée, V_s la tension de sortie,

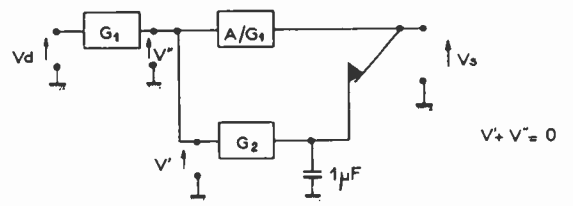


Fig. 5. — Schéma de remise à zéro

G_1 le gain de la première partie de l'amplificateur (entre l'entrée et le retour de la lampe de remise à zéro), A le gain total et G_2 le gain de la chaîne de remise à zéro (fig. 5) : Rappelons que la tension de dérive est définie par la relation $V_s = A\,(\varepsilon - V_d)$, relation dans laquelle on fait $\varepsilon = 0$ (ce qui correspond à la mise à la masse de la grille d'entrée).

On a donc :

$$V_s = V_d \times G_1 \frac{A/G_1}{1 + A\,\dfrac{G_2}{G_1}} \simeq - V_d \frac{G_1}{G_2}$$

la tension ramenée sur la grille de la 6AU6 par la chaîne de remise à zéro est :

$$V'' = - V_s\, G_2 = + V_d\, G_1$$

c'est dire que la somme des tensions en ce point étant égale à :

$$- V_d\, G_1 + V_d\, G_1 = 0$$

la tension de dérive est bien annulée à l'instant du passage en calcul.

1-1-1-5. *Possibilité de remise à zéro manuelle.* — Afin de s'assurer que la lampe de remise à zéro travaille en un point voisin du point d'annulation de son courant grille, un potentiomètre dont l'axe est sorti sur la platine avant de l'amplificateur permet, dans les cas accidentels où la dérive serait devenue trop importante, de ramener au zéro la tension de sortie V_s en jouant sur la polarisation moyenne de la 6AU6. Ce réglage de zéro est fait lorsque la machine est bloquée, c'est-à-dire lorsque les amplificateurs sont déconnectés de leurs boîtiers fonctionnels : la tension de sortie V_s est alors égale à $V_d \dfrac{G_1}{G_2}$, ce qui correspond approximativement à un gain de 10 entre entrée et sortie, donc une possibilité d'annulation précise de la dérive V_d ramenée à l'entrée.

1-1-1-6. *Connections de l'amplificateur.* — L'amplificateur est monté dans un châssis à glissières et s'enfiche, en bout de course, sur une prise Socapex 15 broches réalisant les connexions aux alimentations (hautes tensions, chauffage, 21 volts des relais) ainsi que les liaisons de masse avec les boîtiers fonctionnels et le renvoi de la sortie sur le panneau avant où se trouvent les néons indicateurs de saturation.

D'autre part, sur la platine avant, les deux entrées et la sortie de l'amplificateur sont connectées à des fiches « F.R.B. » permettant par l'intermédiaire de cavaliers de les relier extérieurement au boîtier fonctionnel correspondant.

1-1-1-7. *Résumé des caractéristiques de l'amplificateur.*

– gain en continu : 500 000 (sur impédance supérieure à 150 k Ω) ;

– gain à pleine charge : 150 000 (impédance de charge 10 k Ω) ;

– fréquence de coupure (0.dB) = 250 kHz ;

– puissance de sortie pour la gamme linéaire 1 Watt ;

– gamme de linéarité – 100 volts à + 100 volts ;

– remise à zéro automatique, au déblocage du calcul ;

– dérive en intégrateur : inférieure à 50 mV en 3 minutes, soit une dérive ramenée à l'entrée inférieure à 0,3 mV ;

– entrée symétrique à lampe de charge cathodique assurant un mode commun inférieur à 10^{-4} ;

– niveau de bruit à la sortie, en gain de 1, inférieur à 0,2 mV crête à crête ;

– déphasage en gain de 1 : $\dfrac{1}{1\,000}$ de degré par cycle/seconde ;

– précision de la remise à zéro : à chaque déblocage de la machine les amplificateurs sont remis à zéro avec une erreur sur la tension de sortie inférieure au millivolt ;

– réalisation en circuits imprimés double-face.

1-1-2. *Boîtiers fonctionnels.*

A chaque amplificateur est associé un « boîtier fonctionnel » à l'intérieur duquel sont câblées les impédances d'entrée et de bouclage nécessaires à la réalisation de l'opérateur fonctionnel désiré.

Equipés de prises Socapex 15 broches ils sont facilement interchangeables, ce qui permet de ne pas immobiliser le calculateur pour chaque modification de fonction de transfert.

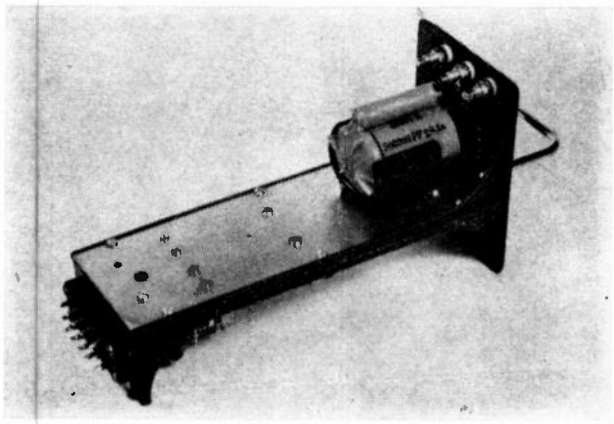


Fig. 6. — Intégrateur

D'autre part un certain nombre de boîtiers sont câblés de façon standard, soit en intégrateurs, déphaseurs ou sommateurs.

Circuits de commande : Dans chaque boîtier fonctionnel est monté un relais miniature Siemens à 4 contacts inverseurs permettant de commander du panneau central, l'affichage des conditions initiales (en chargeant les condensateurs correspondants), ou le maintien en mémoire de la solution à l'instant t donné, ceci en déconnectant simultanément tous les condensateurs des différents boîtiers.

1-1-3. *Potentiomètres d'affichage.*

Le calculateur, type 31 AS, contient 64 potentiomètres. Ces potentiomètres de valeur 50 k Ω, sont bobinés avec une linéarité supérieure à 0,5 % et ont une définition électrique de l'ordre du millième.

Ils sont équipés de cadrans gradués de 0 à 100 se déplaçant par rapport à un vernier au dixième. Les affichages de précision sont faits à l'aide du pont de référence incorporé sur le panneau de commande et contenant un galvanomètre de zéro et un potentiomètre de précision Hélipot 10 tours, linéaire au demi-millième.

Chaque potentiomètre est équipé d'un inverseur tripolaire dont deux bornes sont connectées au panneau d'interconnexions, l'une directement, l'autre par l'intermédiaire d'un pont permettant de renvoyer le dixième de la variable sur l'entrée du potentiomètre et d'afficher les coefficients compris entre 0 et 0,1 avec la même précision relative.

Enfin la troisième position permet de connecter la tension de référence nécessaire à l'affichage au pont.

1-1-1. *Caractéristiques des alimentations* (1).

Les amplificateurs opérationnels étant à liaison directe les alimentations du « Djinn » comportent une boucle de stabilisation à gain élevé assurant un taux de régulation élevé et une résistance interne faible – leurs caractéristiques sont les suivantes :

— *250 V continus* – Référence générale de la machine ;

– gain en boucle ouverte de la chaîne de régulation ; 40 000 ;

– résistance interne : inférieure à 3/100 ohm à 1 000 Hz ;

– niveau de bruit : 5 millivolts ;

– débit total admissible : 200 mA ;

– tube de référence : 85 A2 :

\+ *250 V continus* mêmes caractéristiques de débit et de stabilité

– *135 V continus* ;

– gain en boucle ouverte de la chaîne de régulation 35 000 ;

– résistance interne : inférieure à 5/100 d'ohm à 1 000 Hz ;

– niveau de bruit : 10 millivolts ;

– débit total admissible : 1,4 ampères.

\+ *400 V continus* filtré, stabilisé par amplificateur magnétique « Westinghouse ».

\+ *100 V et – V 100 continus* tensions de référence pour les affichages des coefficients et les envois d'ordre.

– gain en boucle ouverte : 50 000 ;

– résistance interne : inférieure à 2/100 d'ohm ;

– niveau de bruit : 5 millivolts ;

– débit total : 100 mA ;

24 V et chauffages – les relais d'envoi d'ordre étant alimentés en 24 V, une alimentation indépendante est prévue, ainsi que des tensions 4,5 V et 6,3 V de chauffage.

1-2. Eléments Fonctionnels non linéaires.

1-2-1. *Multiplieurs Electromécaniques.*

Dans la plupart des cas d'utilisation des simulateurs analogiques, la bande passante utile ne dépasse pas une dizaine de cycles/secondes ; les multiplications peuvent alors être effectuées électromécaniquement.

A cet effet le « Djinn », type 31 AS, peut être équipé de 5 multiplieurs à 4 termes : chaque multiplieur est constitué de deux châssis élémentaires.

1-2-1-1. *Châssis de commande* : constitué d'un préamplificateur discriminateur de gain 50 000 en chaîne ouverte, bouclé en contre-réaction en gain de 100 pour le terme de position et en gain de 300 pour le terme tachymétrique (fig. 7).

Ce préamplificateur attaque un étage symétrique commandant lui-même l'étage de puissance. Gain

(1) Cf. N.T.I. nº 183. J. Gayet, ingénieur aux Laboratoires R. Derveaux.

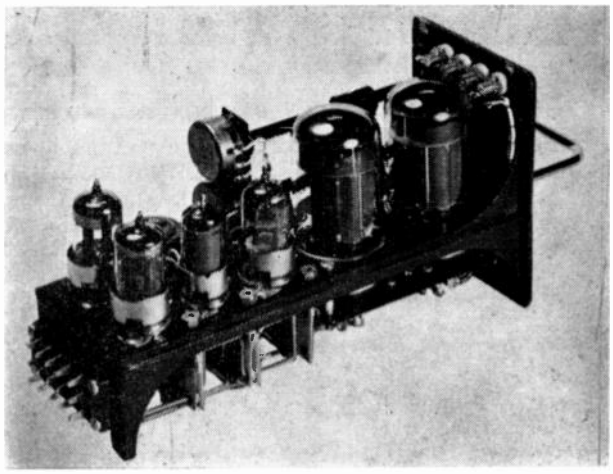


Fig. 7. — Châssis de commande PAP/1

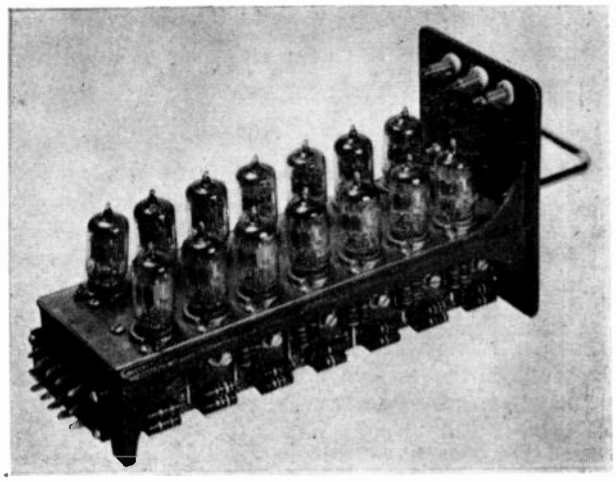


Fig. 9. — Double générateur à diodes

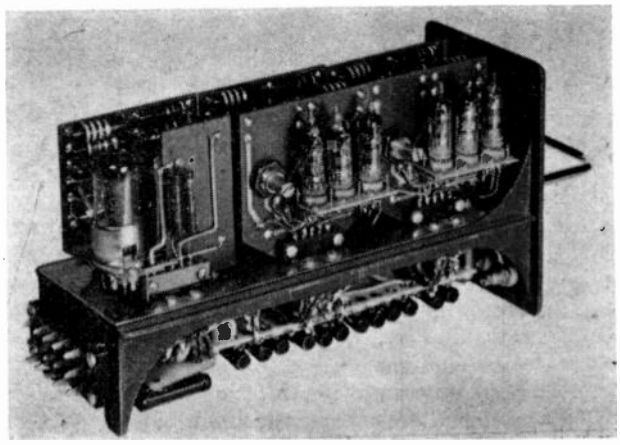


Fig. 8. Groupe d'amplificateurs subminiatures

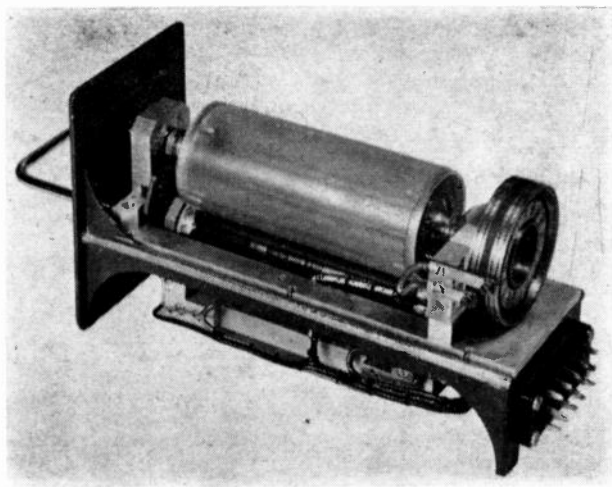


Fig. 10. — Potentiomètre fonctionnel

total en continu de la chaîne électronique par le terme de position : 20 000.

1-2-1-2. *Châssis moteur.* Celui-ci contient :

1° un moteur du type Split série, à commande par l'inducteur à point milieu ;
- puissance de sortie : 10 Watts ;
- rapport couple/inertie = 20 000 rad/s² ;

2° une dynamo tachymétrique ;

3° Cinq potentiomètres linéaires couplés, à haute définition et linéarité supérieure au $\frac{1}{1\,000}$

1-2-2. *Multiplieurs électroniques.*

Lorsque les caractéristiques dynamiques du problème l'imposent, les multiplieurs utilisés sont du type électronique, basés sur la relation classique : $x \cdot y = \frac{1}{4}\left[(x + y)^2 - (x - y)^2\right]$ réalisés en circuits imprimés subminiature. Ils sont contenus dans deux châssis, l'un comportant les amplificateurs de sommation et de changement de signe, l'autre les deux générateurs à diode pour le calcul de $(x + y)^2$ et $(x - y)^2$ (fig. 8 et fig. 9).

1-2-3. *Générateurs de Fonction.*

Il est enfin possible d'introduire des fonctions quelconques à l'aide de « potentiomètres fonctionnels » ; (fig. 10) chaque potentiomètre fonctionnel est constitué par un cylindre frottant à frottement doux sur une résistance bobinée de haute linéarité. Sur le cylindre tournant est fixé un film sur lequel la courbe de variation du coefficient est photogravée en relief et réalise le curseur du potentiomètre. Ce

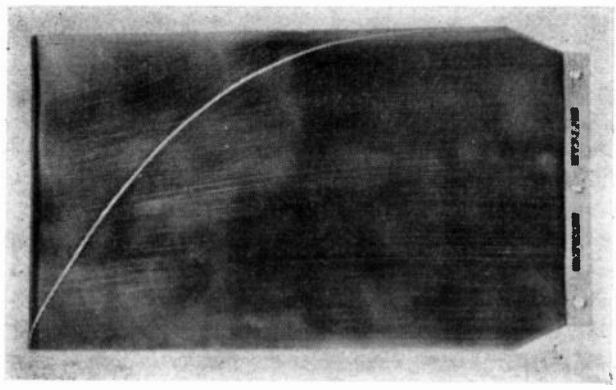


Fig. 11. — Courbe de potentiomètre fonctionnel

procédé permet l'introduction de courbes expérimentales dans une chaîne de calcul, sans opération intermédiaire autre que des manipulations photographiques (fig. 11).

Ce dispositif permet de plus la conservation des différentes lois de variation des coefficients, sous la forme peu encombrante d'une feuille de 10 cm de côté. D'autre part, le montage et le démontage rapide de chaque loi permet une minimisation des temps d'inutilisation du groupe de potentiomètres

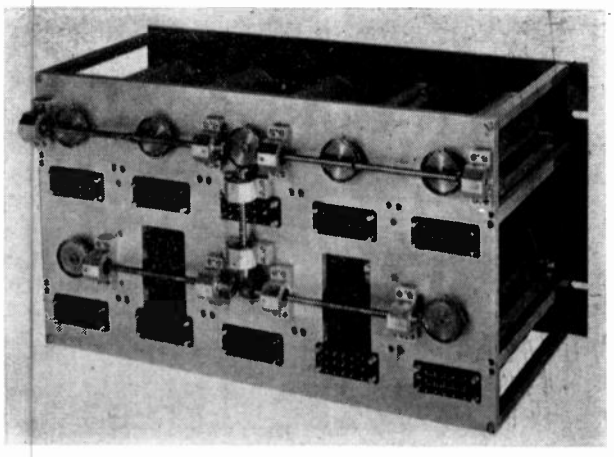


Fig. 12. — Entraînement mécanique des potentiomètres fonctionnels

pour chaque changement de problème. Le moteur et les amplificateurs d'asservissement utilisés sont groupés dans un châssis spécial permettant l'entraînement de 7 potentiomètres fonctionnels (fig. 12).

2. Principes d'affichage.

La résolution d'un système différentiel sur calculateur analogique comporte deux phases :

– mise sous forme de « bloc-diagramme » des équations du système, opération trop connue pour qu'il soit nécessaire d'en détailler la mise en œuvre ;

– transcription du « bloc-diagramme » sur le calculateur, opération qui peut se décomposer comme suit :

2-1. Codage des amplificateurs, choix de leur fonction.

Les amplificateurs, groupés par cinq unités dans les châssis précédemment décrits, sont connectés un par un à des « boîtiers-fonctionnels » contenant les impédances d'entrée et de bouclage nécessaires à l'opération que l'on désire effectuer.

Le codage consiste à attribuer à chacun des amplificateurs le numéro correspondant à sa fonction, repérée dans le bloc diagramme. Ceci fait, il suffit d'enficher dans l'alvéole associée, le boîtier fonctionnel approprié – (déphaseur, intégrateur, sommateur, etc...) dont les entrées et la sortie sont renvoyées sur le panneau d'interconnexions aux points correspondants du bloc-diagramme.

2-2. Affichage sur le panneau d'interconnexions.

Afin de simplifier l'affichage des problèmes complexes qu'il est possible de traiter avec trente amplificateurs, toutes les entrées et sorties des éléments fonctionnels sont ramenées sur un panneau d'interconnexions sur lequel le code de numérotation des amplificateurs et des potentiomètres est clairement indiqué. C'est sur ce panneau que l'on effectue, par fiches et câbles, les liaisons extérieures représentant les jonctions entre amplificateurs et potentiomètres d'affichage ; ce qui permet une visualisation directe et rapide du bloc-diagramme.

De plus le panneau est relié aux éléments du calculateur par une série de prises enfichables, ce qui le rend amovible et autorise, de ce fait, l'étude de problèmes différents sur une même machine sans nécessiter de modification de câblage. Deux types principaux de panneaux sont habituellement utilisés (fig. 13 et 14) : la figure 13 représente un panneau

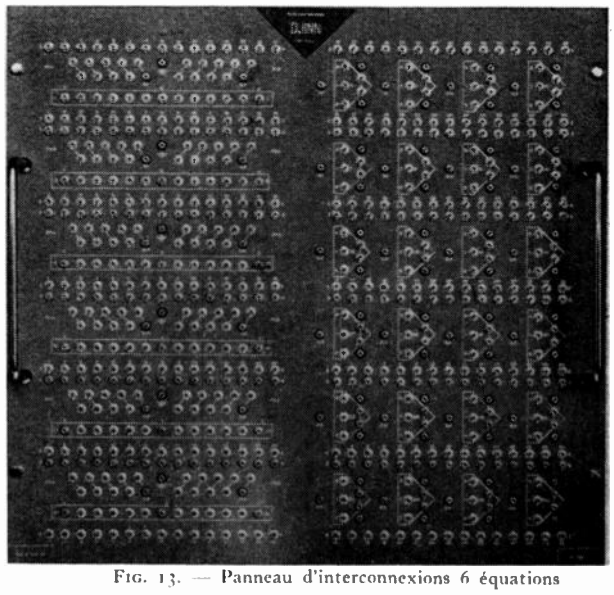


Fig. 13. — Panneau d'interconnexions 6 équations

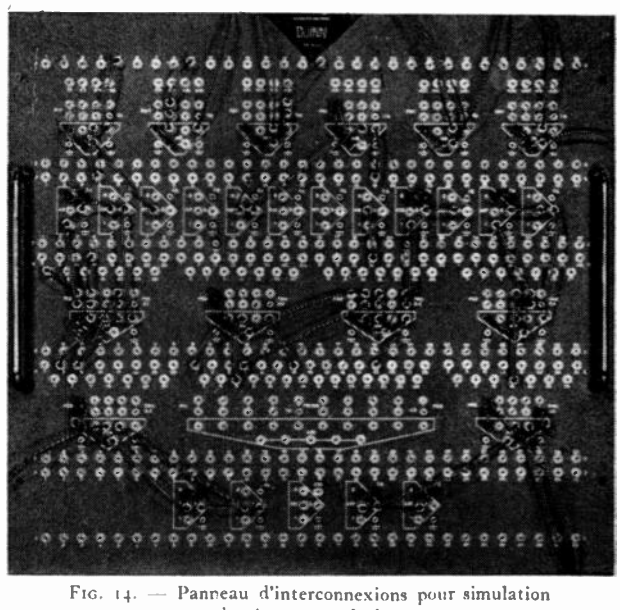


Fig. 14. — Panneau d'interconnexions pour simulation de réacteur nucléaire.

correspondant à la résolution de systèmes de 1 à 6 équations différentielles, chacune pouvant être du 4e ordre, qui est directement utilisable pour tous les problèmes de stabilité dynamique. La fig. 14 reproduit le panneau adapté à des problèmes comprenant un plus grand nombre d'équations différentielles d'ordre moins élevé, tels que simulation du comportement cinétique d'un réacteur nucléaire ou du fonctionnement d'une machine tournante.

2-3. Affichage des coefficients numériques.

La dernière opération comprend, enfin, l'affichage des valeurs numériques des coefficients. Ceci est réalisé par une méthode de zéro par l'intermédiaire d'un pont de mesure comprenant un microampèremètre et un potentiomètre de précision Helipot 10 tours, linéaire au 1/2 millième.

Ce pont de mesure est alimenté par les tensions de référence + 100 V, - 100 V, + 10 V et - 10 Volts.

3. Précision.

Afin de réduire les causes d'erreurs systématiques, un soin particulier a été apporté au choix des pièces détachées.

3-1. Caractéristiques technologiques des Éléments fonctionnels.

La précision du calcul analogique dépendant essentiellement des éléments passifs, résistances et condensateurs utilisés pour réaliser les éléments fonctionnels tels que sommateurs, déphaseurs, intégrateurs, ces pièces détachées ont été sélectionnées avec soin et répondent aux caractéristiques suivantes :

- Résistances : au carbone sous couches vieillies artificiellement.

valeur : 2 MΩ $\pm$ 0,2 %
coefficients de température : $-0{,}5 \times 10^{-3}$ ‰ par degré C

- Capacité : au Styroflex

valeur : 0,5 µF $\pm$ 0,1 %
résistance d'isolement supérieure à 10^7 MΩ
coefficient de température : -2×10^{-7} par degré C

De plus, afin de supprimer tout risque de mauvais contact, les liaisons sont faites par fiches F.R.B. 3 mm, multicontacts à ressorts.

Enfin les supports isolants sont réalisés en Super-Pertinax.

3-2. Compensation des dérives d'amplificateurs.

Comme il l'a été décrit en détail au paragraphe 1, l'amplificateur A 100-10 b comporte une compensation automatique de la dérive, par l'intermédiaire d'une capacité mémoire attaquant une grille de lampe sous-chauffée et sous-voltée et fonctionnant de ce fait avec un courant grille inférieur à 10^{-11} ampères.

De plus la lampe d'entrée de l'amplificateur fonctionnant en un point similaire les dérives dues au courant grille n'excèdent pas 0,3 mV ramenés à l'entrée.

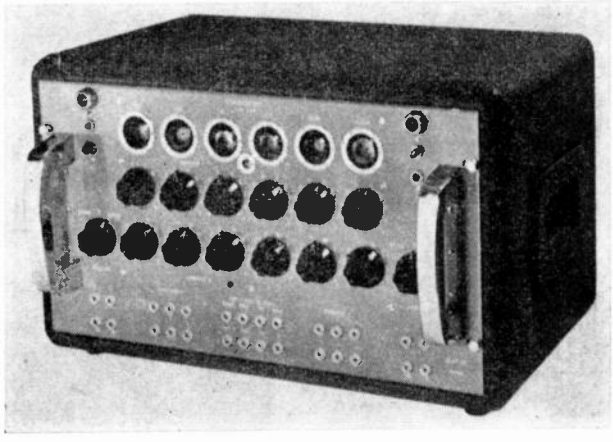


Fig. 13. — Chronoscope

Pratiquement, pour une période de calcul de trois minutes, un amplificateur bouclé en intégrateur de constante de temps égale à 1 seconde a une dérive toujours inférieure à 50 mV et dans la plupart des cas de l'ordre de 15 mV.

3-3. Principe de vérification automatique par circuit mémoire.

Enfin le « Djinn » est équipé d'un système de commutation permettant de conserver la charge de toutes les capacités d'intégration et, de ce fait, permettant de relever la tension de sortie des amplificateurs opérationnels utilisés dans la chaîne de calcul.

Ce dispositif permet de reporter directement, dans les équations à résoudre les valeurs relevées à un instant donné et de s'assurer que celles-ci sont vérifiées, ou tout au moins de chiffrer la précision avec laquelle sont effectués les calculs.

Pour compléter ce dispositif un appareil supplémentaire peut être incorporé dans la machine : celui-ci, le « chronoscope », type GT1, permet de bloquer le calcul en « mémoire » au bout d'un temps préaffiché, ou éventuellement, à l'aide d'un circuit à coïncidence de précision, de passer en mémoire lorsqu'une variable ou ses dérivées passent par une valeur déterminée ; ce qui par exemple assure une lecture précise des maxima et minima (fig. 15).

***

Cette brève description du calculateur analogique des Laboratoires Derveaux, ne saurait donner qu'un aperçu de ses caractéristiques. Néanmoins il convient d'insister sur le fait que cette machine n'est pas un prototype de laboratoire mais un appareil de série réalisé avec les méthodes industrielles les plus modernes et les contrôles technologiques les plus sévères.

Dans ces conditions, il est permis d'espérer que le « Djinn » contribuera efficacement au développement des méthodes analogiques dans l'industrie.

LE « MICRORÉSEAU »
ÉTUDES QU'IL PERMET D'ENTREPRENDRE
PERFECTIONNEMENTS RÉCENTS [1]

PAR

R. ROBERT

Ingénieur à la Direction des Etudes et Recherches de l'Electricité de France – France

I. — Description succincte du « microréseau ».

Le « microréseau » est un modèle réduit comportant des éléments tournants (« microalternateurs » triphasés et « microturbines ») et des éléments fixes (« micro-transformateurs », lignes...) qui doivent satisfaire à des lois de similitude bien déterminées par rapport aux éléments correspondants d'un réseau réel ; on réalise sur le modèle réduit la perturbation dont on veut étudier les effets sur le réseau réel et on enregistre les différentes grandeurs intéressantes.

Le « microréseau » est donc un modèle réduit, mais il est à remarquer que la similitude réalisée n'est pas une similitude géométrique : les « microalternateurs » en particulier ne sont pas des réductions « à l'échelle » des grandes machines synchrones du réseau français.

Pour satisfaire aux conditions de similitude (au nombre de 3 conditions : électriques, magnétiques, mécaniques) les « micromachines » ont dû en effet être construites d'une façon toute différente des machines normales. En particulier, une des conditions de similitude impose de réaliser pour les divers circuits électriques du « microalternateur » des constantes de temps égales aux constantes de temps des circuits homologues de la grande machine prise comme modèle ; cette condition a été satisfaite en surdimensionnant de façon importante les divers circuits du « microalternateur » et en utilisant une résistance négative dans l'inducteur constituée par une génératrice série de construction spéciale associée à un dispositif électronique correcteur.

Il est à signaler que la difficulté de réalisation de tels modèles est d'autant plus grande que les puissances nominales que l'on veut réaliser pour les « microalternateurs » sont plus faibles. Par ailleurs, il est extrêmement intéressant de réaliser des puissances nominales faibles pour les générateurs, afin que, dans son ensemble, le modèle de réseau réalisé puisse comporter un grand nombre de générateurs, de lignes, de charges... sans que le volume et le prix de l'installation soient prohibitifs. Le « microréseau » réalisé à la Direction des Etudes et Recherches de l'Electricité de France est actuellement la seule installation existante comportant des modèles dynamiques tournants (« microalternateurs ») dont la puissance nominale est de l'ordre du kVA (0,6 à 4 kVA) [1].

Depuis sa mise en service en 1950, le « microréseau » a fait l'objet de publications en donnant une description assez complète [2] ; nous renvoyons à ces publications pour l'étude détaillée de ses différents éléments constitutifs. Les figures 1 à 5 suivantes permettent de se rendre compte de l'ensemble de l'installation :

---

[1] Communication présentée aux Journées Internationales du Calcul Analogique (Bruxelles, septembre 1955).

[1] Il existe actuellement en U.R.S.S. diverses installations analogues au « microréseau » en particulier à l'Institut des Hautes Tensions de Leningrad (6 machines génératrices), mais les puissances nominales des micromachines sont de l'ordre de quelques dizaines de kVA, ce qui augmente considérablement le volume des installations nécessaires pour représenter un réseau un peu complexe.

[2] Conférence Internationale des Grands Réseaux, Session 1950, Rapport n° 338 : R. ROBERT, Micromachines et microréseaux : Etude des problèmes de stabilité transitoire par la réalisation de modèles électromécaniquement semblables aux machines et réseaux existants.

Bulletin de la Société Française des Electriciens, Février 1954, R. ROBERT, le « Microseau », modèle dynamique de réseaux.

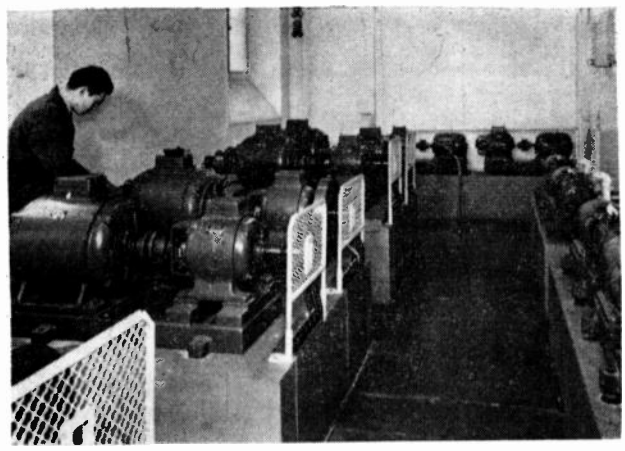


Fig. 1. — Salle des micromachines.

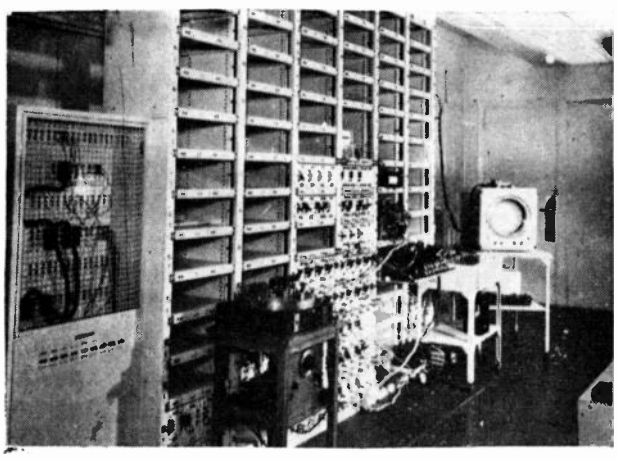


Fig. 2. — Partie de la salle réservée à la représentation des réseaux.

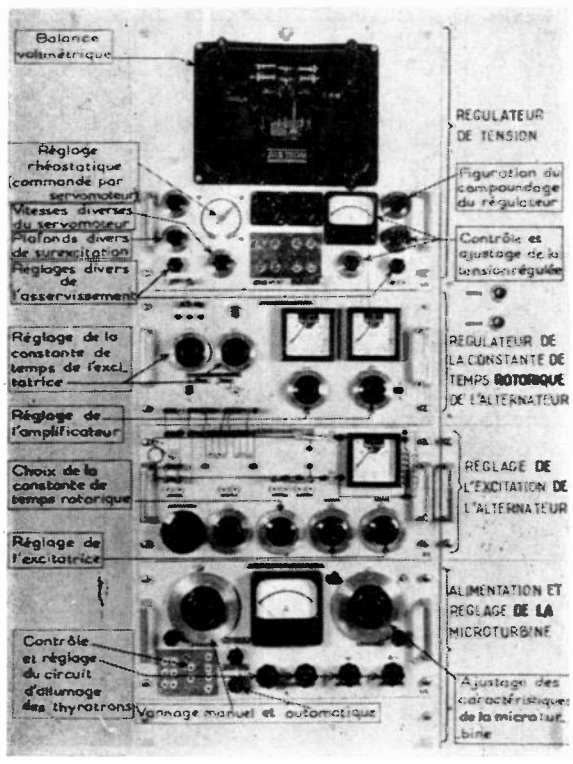


Fig. 4. — Panneau de commande d'une micromachine.

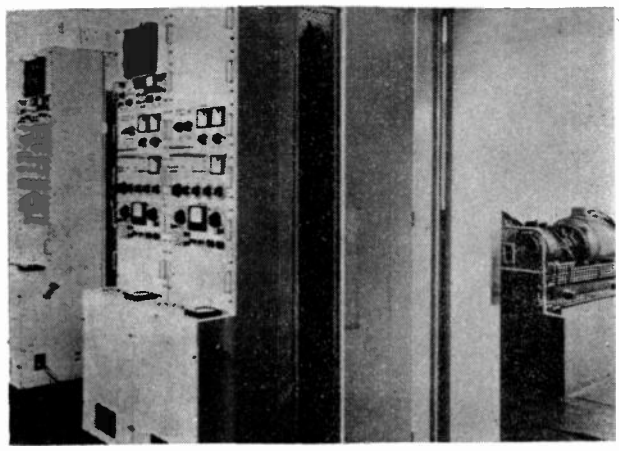


Fig. 3. — Vue d'ensemble des armoires de commande des micromachines.

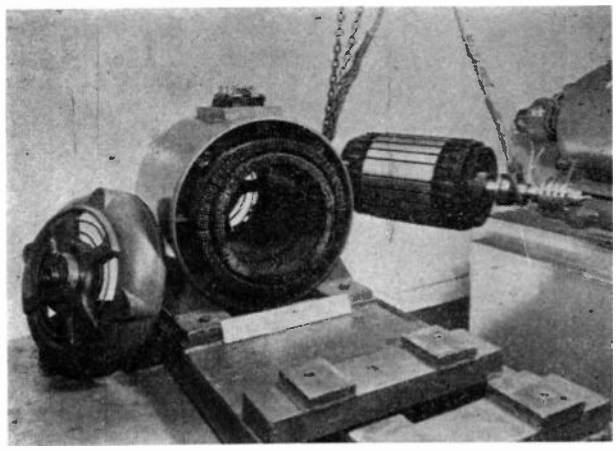


Fig. 5. — Eléments constitutifs d'un « microalternateur » type turbo- (modèle 1950).

II. — Domaine d'emploi du « microréseau ».

Le « microréseau » nous a permis d'aborder et de résoudre avec grande rapidité une très grande variété de problèmes. Nous pensons que la meilleure façon de préciser son domaine d'emploi consiste à indiquer les titres des principales études effectuées en les classant sous un certain nombre de rubriques correspondant à des catégories de problèmes différents :

a) Problèmes de stabilité concernant des réseaux bien déterminés :

– Etude de la stabilité d'ensemble du réseau français à 220 kV ;

– Stabilité du transport futur à 400 kV du réseau français, variantes diverses ;

– Etude du réseau tunisien ;

– Etude de stabilité pour divers réseaux étrangers (quatre réseaux différents).

b) Etudes d'ordre général concernant les problèmes de stabilité des réseaux :

– Comparaison sous l'angle de la stabilité des divers types de réenclenchement automatique ;

– Amélioration de la stabilité des groupes hydrauliques par freinage ;

– Comparaison sous l'angle de la stabilité de divers types d'excitation des alternateurs. Qualités et caractéristiques à demander aux excitatrices et aux régulateurs de tension ;

– Utilisation de condensateurs-série sur les réseaux de transport à haute tension.

c) Etude de phénomènes transitoires divers :

– Etude des surtensions se produisant aux bornes d'une capacité-série insérée dans un réseau de transport à haute tension ;

– Etude de l'influence de la saturation des transformateurs sur la réduction des surtensions consécutives à l'ouverture intempestive de l'extrémité éloignée des centres générateurs, d'une longue ligne à haute tension ;

– Etudes de phénomènes transitoires divers produits sur un réseau par les « passes » d'un train de laminoirs puissants ;

– Pré-étude au « microréseau » de programmes d'essais effectués ultérieurement sur le réseau (La Vanelle, Brevières, etc...).

d) Etude des caractéristiques à donner aux machines :

– Comparaison entre l'utilisation de machines synchrones et asynchrones pour l'obtention de forts courants de court-circuit à la station d'essais de disjoncteurs de Fontenay ;

– Etude concernant les courts-circuits réalisables à Fontenay, compte tenu de la présence d'un générateur de court-circuit d'une puissance de 2 500 MVA ;

– Possibilité de démarrer simultanément et d'obtenir l'accrochage sur le réseau d'un paquet de six générateurs de l'usine de La Rance (un seul disjoncteur de couplage par paquet de six générateurs) ;

– Etude des amortisseurs « gaînés » (en cours) ;

– Détermination des survitesses maxima que l'on peut tolérer pour les machines synchrones hydrauliques d'un réseau déterminé, afin de ne pas dépasser une variation de fréquence supérieure de 6 %. Etude des manœuvres à effectuer sur le réseau en cas d'incidents ;

– Etude comparative, pour un réseau déterminé en prenant pour base la stabilité, de l'influence des paramètres : inertie des groupes et réactances transitoires.

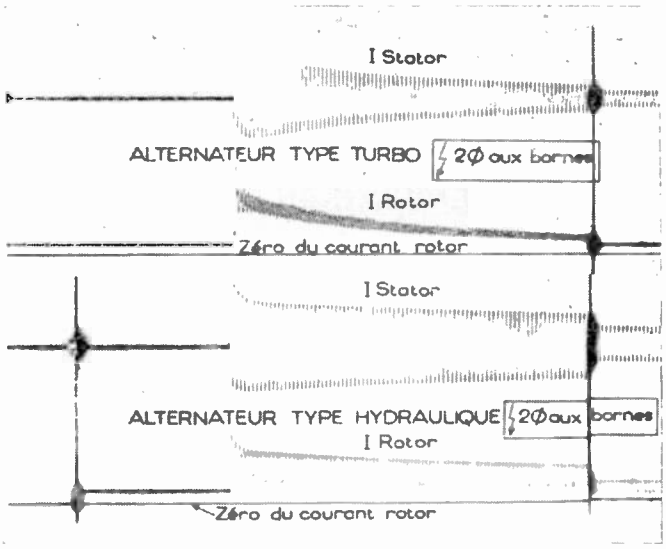
e) Mise au point sur modèle réduit de dispositifs nouveaux ou dispositions d'exploitation nouvelles intéressant le fonctionnement des réseaux :

– Mise au point et réglage d'un relais détecteur d'accélération des générateurs électriques ;

– Etude du « dispositif image » des alternateurs préconisé par M. DARRIEUS ;

– Etude d'un régulateur de tension sensible à « l'angle interne » des alternateurs ;

– Mise au point et essai d'un nouveau type de régulateur secondaire de vitesse (réglage puissance-phase) ;



La figure 6 donne à titre d'exemple les enregistrements oscillographiques de courants de court-circuit obtenus à l'aide des microalternateurs et montre l'excellence du comportement des modèles en régime transitoire électrique.

– Etude d'un relais indicateur de perte de synchronisme ;

– Mise au point d'un nouveau dispositif pour stabiliser la marche sous faible excitation des turbo-alternateurs (en cours) ;

– Dispositions d'exploitation à envisager lors de perturbation si l'on fait marcher en antenne (en première étape) une seule ligne à 400 kV en provenance du Massif Central ou des Alpes.

f) Etudes des déséquilibres provenant de dissymétries localisées dans la structure des réseaux :

– Déséquilibre produit sur le réseau par le remplacement d'un élément monophasé d'un transformateur à trois enroulements par un autre élément monophasé de caractéristiques différentes (deux études) ;

– Déséquilibre apporté au réseau général par le développement de la traction monophasée.

g) Etude concernant les réseaux de distribution :

– Amorçage hyposynchrone de moteurs asynchrones branchés sur des réseaux comportant des condensateurs-série (deux études) ;

– Etude de « flicker » produit sur un réseau de distribution par un moyen asynchrone actionnant une scie (couple résistant périodique très variable).

h) Problèmes spéciaux :

– L'extrême souplesse du dispositif réalisant les microturbines sur le microréseau a permis l'expérimentation d'un nouveau type d'éolienne et de

son frein, réalisé par un moulinet. On réalisait artificiellement des rafales de vent en agissant convenablement sur les couples moteurs des microturbines et l'on reproduisait ainsi les couples exercés sur l'éolienne et sur le moulinet. On a pu se rendre compte ainsi qu'avec ce type d'éolienne et de son frein il n'y avait pas à craindre le décrochage de l'alternateur branché sur le réseau dont la vitesse était maintenue constante par l'intermédiaire d'un différentiel.

III. — Perfectionnements récents.

L'installation initiale ne comportait que six machines tournantes. Par suite du nombre et du volume croissant des études, il a été nécessaire de développer et de perfectionner l'installation initiale. L'installation mise en service pour la fin de 1955 comporte 13 machines tournantes et des possibilités de représentation de réseaux sensiblement doublées. Les figures 7 et 8 montrent le mode de réalisation des nouveaux microgroupes. Un certain nombre de perfectionnements ont été apportés permettant une plus grande souplesse d'utilisation : en particulier, tous les stators sont maintenant identique et l'on peut représenter un alternateur à pôles saillants ou à rotor lisse par simple changement du rotor. Les amortisseurs sont entièrement amovibles et l'on peut changer la nature du métal constituant la cage (cuivre ou laiton), le nombre de barres et mêmes les fuites (utilisation de shunts magnétiques). Par ailleurs, un certain nombre d'améliorations constructives ont été apportées.

IV. — Conclusion.

Le microréseau permet d'étudier non seulement les problèmes classiques de stabilité des réseaux (mais plus rapidement et avec plus de précision qu'avec les analyseurs « statiques »), mais également un grand nombre d'autres problèmes de réseaux et de machines qui ne peuvent être abordés que grâce à son emploi. Sa vitesse de travail particulièrement grande permet à l'Electricité de France non seulement d'effectuer ses propres études mais également dans certains cas d'accepter les études des pays étrangers qui ne peuvent être résolues par les méthodes et auxiliaires de calculs actuellement en usage. Les résultats obtenus après cinq années d'exploitation continue ont été extrêmement satisfaisants.

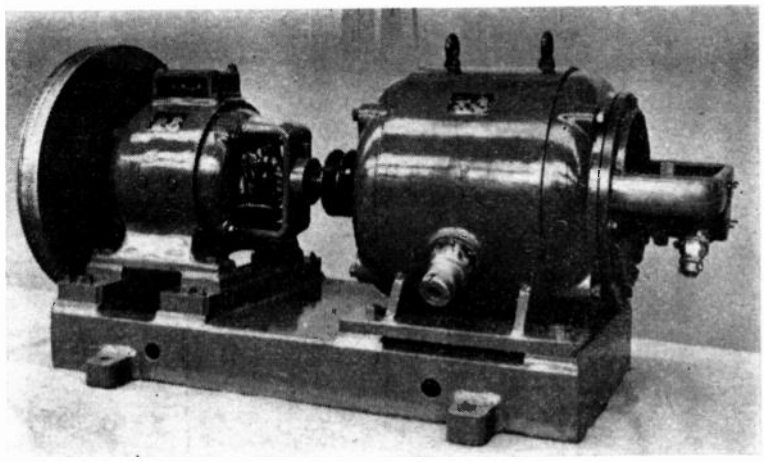


FIG. 7. — Groupe microturbine-microalternateur, type « Universel »
600/4 500 VA, 190/250 V, 1 500 tr/mn, 50 Hz, avec volant à PD^2 variable

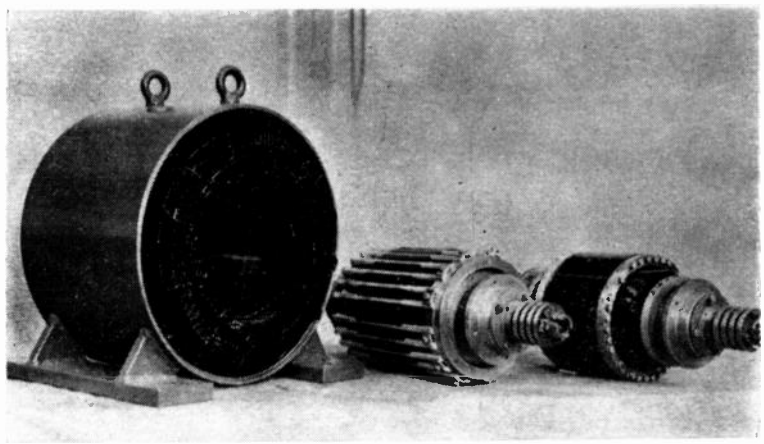


FIG. 8. — Microalternateur type « Universel ». Stator, rotor à pôles saillants avec amortisseurs amovibles

VIE DE LA SOCIÉTÉ

CONGRÈS INTERNATIONAL DE L'AUTOMATIQUE

Paris, 18 au 24 Juin 1956

Au Conservatoire National des Arts et Métiers, du 18 au 24 Juin 1956, s'est tenu le premier Congrès international de l'Automatique. Il a été organisé par la Chaire de Mécanique du Conservatoire National des Arts et Métiers, l'Association Française pour l'Accroissement de la Productivité et l'Association des Ingénieurs Electroniciens. La Société des Radioélectriciens et la Société Française des Mécaniciens y avaient apporté leur concours ainsi que le Comité Permanent du Progrès Scientifique et Technique.

Il doit sa réussite incontestable sur le plan international au caractère international de son Comité d'Organisation. En effet, les Professeurs CAMPBELL du Massachusetts Institute of Technology et COALES de l'Université de Cambridge (Grande-Bretagne) présidaient le Comité d'Organisation aux côtés de M. F. H. RAYMOND, Directeur de la Société d'Electronique et d'Automatisme et M. DEBOS, Directeur des Fabrications mécaniques de la Régie Nationale des Usines Renault.

Les dévouements intelligents et efficaces de M. LARGUIER, secrétaire de la 8e Section de la Société des Radioélectriciens, de M. AURICOSTE et de M. CONSTANT, membre du bureau de l'Association des Ingénieurs Electroniciens, secrétaires du Comité, ont contribué à la réussite de cette réunion internationale à laquelle ont pris part près de 1 300 Congressistes et dont les séances de travail furent suivies en permanence par plus de 800 d'entre eux.

Les tâches ingrates du trésorier ont été accomplies par M. DOURY de manière impeccable et avec une courtoisie parfaite.

Certes, tout le Comité d'Organisation a donné sa mesure, mais on doit mentionner l'activité qu'ont déployée MM. NEHR et CHEREAU avant et pendant le Congrès.

25 pays y étaient représentés, le nombre et la qualité des représentants étrangers ont fait véritablement de Paris la capitale mondiale de l'Automatique pendant une semaine. L'U. R. S. S. avait placé à la tête de sa délégation son Vice-Ministre de l'Automatisme, M. RAKOVSKI.

PHOTO N° 1. — Séance d'ouverture du Congrès : à la table d'honneur, après que M. GARDELLINI, représentant Monsieur le Ministre de l'Education Nationale ait fait le discours d'ouverture, M. Robert BURON, ancien Ministre, prononce son allocution d'ouverture.

PHOTO N° 2. — Au cocktail sur la Seine : entre M. NASLIN, à gauche, et M. BELEVITCH, à droite, tous deux bien connus, M. PETROV, délégué et conférencier de l'Institut d'Automatisme de l'Académie des Sciences de l'U. R. S. S.

115 conférences réunissant les Congressistes dans trois amphithéâtres ont été suivies avec un vif intérêt. Ces conférences ont été choisies par le Comité d'Organisation dans un but de synthèse et d'unité.

Les trois groupes de travail principaux étaient les suivants :

L'Automatique générale.

Les concepts fondamentaux de l'Automatique y sont traités dans leur ensemble (bases scientifiques, apport des théories mathématiques modernes, notions générales permettant de traiter les problèmes actuels).

L'Automatique appliquée à l'industrie.

Alors que l'Automatique générale est plutôt le domaine du savant et du chercheur, l'Automatique appliquée est le fief de l'Ingénieur. Ce dernier a donc trouvé traités au Congrès aussi bien des problèmes généraux de technologie qu'une foule d'applications industrielles de base.

L'Automatique et la Production.

Ici les Chefs d'Entreprises et les responsables du personnel ouvrier intéressés par la production ont pu étudier tous les problèmes qui leur incombent (gestion des entreprises, amélioration de la production, fondements économiques de l'Automatique, problèmes humains posés par l'Automatique).

Sans prétendre faire une synthèse absolument complète, ni citer tous les conférenciers (et nous nous en excusons à l'avance auprès d'eux) nous allons essayer de dégager les conclusions fondamentales émanant du Congrès à l'intérieur de ces trois groupes.

WRH

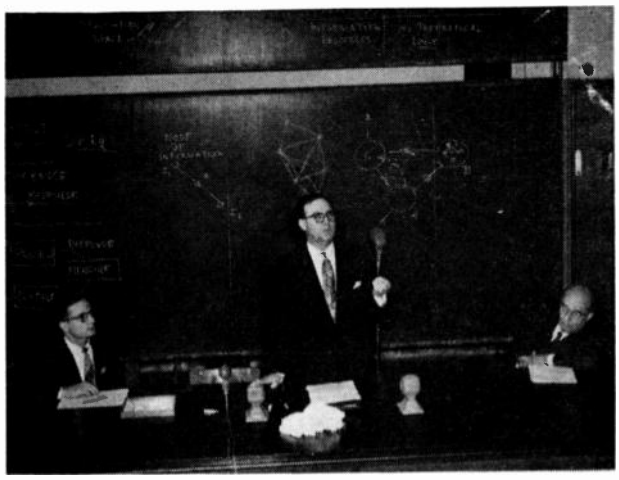


PHOTO N° 3. — M. le Doyen PERES (à droite) préside une séance de travail au cours de laquelle le Professeur CAMPBELL (debout) donne une conférence d'une heure. Le secrétaire de séance, M. REICHARD, ingénieur américain en stage à la S. E. A.

L'Automatique générale : Concepts fondamentaux.

Dans son introduction générale, M. F. H. RAYMOND a bien souligné la nécessité pour l'Automatique de se constituer en une discipline scientifique. La théorie des servomécanismes, élaborée il y a quelque 12 ans, n'a-t-elle pas conduit à un essort considérable des commandes et des régulations automatiques ? De même, les moyens d'automatisation envisagés actuellement ne pourront vraiment progresser que s'ils s'appuient sur une discipline générale que nous appelons Automatique, science des Automatismes, comme nous appelons Mécanique la science des Mécanismes.

Le mot « Automation », cher aux Anglo-saxons, correspondrait plutôt au mot français « Automatique appliquée ».

Les fondements de l'Automatique.

M. WILLEMS a montré quelles sont les diverses formes de l'Automatique dans l'industrie, en insistant surtout sur la différence qui existe entre les *processus continus* et les *processus discontinus ou séquentiels.*

M. NASLIN, en se limitant à la mécanique industrielle où il traite avec brio les divers problèmes qui s'y posent et les moyens de les résoudre, soit avec des automatismes continus, soit avec des automatismes à séquence, nous parle de l'extension du calcul numérique, vieux seulement de quelques années, aux commandes industrielles, en particulier des machines-outils.

Le Professeur CAMPBELL se cantonne volontairement dans les *industries de production et d'entretien* en dégageant les fondements

PHOTO N° 4. — Problèmes humains, M. J. RICHARD, Vice-Président du Conseil Economique, Président de séance, prononçant sa conférence, à sa gauche, M. KASSALOW, labor advisor - U. S. A. Operations mission to France.

PHOTO N° 5. — M. LESCOP (au centre) préside la séance de travail du mercredi après-midi ; à gauche M. ELLIOTT de chez FERRANTI prononce sa conférence.

mathématiques nécessaires à leur automatisation : il faut s'atatcher à dégager la dynamique d'un processus si on veut l'automatiser, mais c'est là un problème difficile qu'on ne peut souvent résoudre qu'en s'aidant de la statistique. Un autre problème se pose : la mesure des grandeurs physiques à commander ou contrôler.

M. Boris PETROV souligne les efforts réalisés en U. R. S. S. en vue de la résolution théorique des problèmes contenant des chaînes multiples. Les chaînes multiples réagissent souvent entre elles de façon complexe et le meilleur moyen d'éviter ces interactions est d'opposer à la chaîne de couplage qu'on ne peut supprimer, une chaîne de couplage égale et opposée. Il souligne l'aide énorme apportée dans ces calculs complexes par les calculateurs analogiques (simulateurs) et les calculateurs numériques.

En résumé :

Tout problème d'automatisation pose un problème mathématique que l'on sait ou ne sait pas résoudre. Actuellement, peu de ces problèmes résistent au mathématicien, grâce à l'outil formidable que constituent les calculateurs électroniques.

Les théories développées récemment dans le domaine des servomécanismes et du calcul automatique, le calcul statistique, contribuent à la solution théorique du problème.

L'importance nationale de ce Congrès n'a pas échappé au Ministre des Affaires Etrangères, au Ministre de l'Industrie et du Commerce ainsi qu'au Ministre des Finances et Affaires Economiques qui avec leur haut patronage ont apporté leur aide

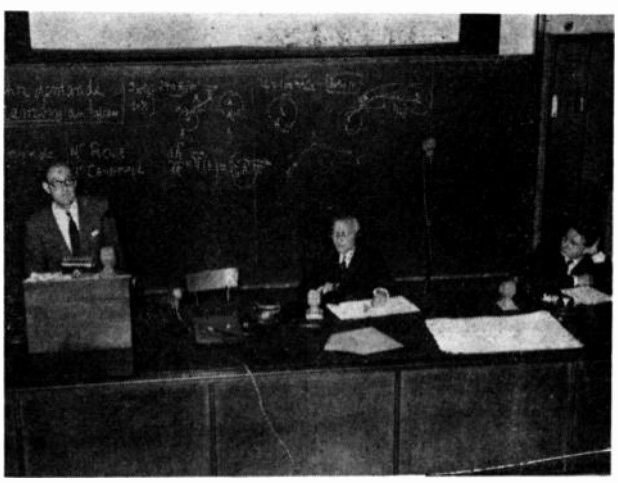


PHOTO N° 6. — A l'une des premières séances de travail, M. DARRIEUS, membre de l'Institut, préside, après quelques mots d'introduction. Debout, à droite, M. Stig COMET au cours de son exposé, de gauche à droite, M. PINEL, le sympathique Directeur de la revue « Ingénieurs et Techniciens », ayant à sa gauche le Professeur LINSMAN de Liège.

aux organisateurs. Sa portée sera mise en évidence en rappelant les patronages de la Fédération Européenne du Génie Chimique, de la Fédération Nationale des Industries Mécaniques et Transformatrices des Métaux, de la Fédération Nationale des Syndicats des Industries Radioélectriques et Electroniques, du Commissariat à l'Energie Atomique, du Centre National d'Etudes des Télécommunications, de la Direction des Etudes et Fabrications d'Armement et du Consiglio Nazionale delle Ricerche de Rome.

Des comptes-rendus ont déjà été donnés de ce Congrès. Une revue étrangère d'un pays ami résume ainsi les impressions d'un rédacteur anonyme : « Accueil discrètement cordial, organisation impeccable du secrétariat, vitalité des débats, intérêt substantiel de la très grande majorité des communications, échanges intellectuels sereins entre l'Est et l'Ouest, tout cela — et bien d'autres choses encore — ont fait de ces journées mémorables une très grande, une très impressionnante manifestation de l'Esprit. Nous en sortimes enrichis et encouragés ».

ACTIVITÉ DE LA SOCIÉTÉ

Deuxième section : "Matériel Radioélectrique"

Réunion du Lundi 25 Juin 1956 (présidence M. LIZON).

A l'ordre du jour de cette réunion, déjà mentionnée dans le numéro de Juillet 1956 de l'*Onde Electrique*, figuraient des communications de MM. MAUGARD, LESCROEL et DELYON, Ingénieurs à la Société des Lignes Télégraphiques et Téléphoniques, sur :

« UTILISATION DES CIRCUITS FERRITES FERRO-MAGNÉTIQUES DOUX EN POTS ET EN L DANS LE MATÉRIEL RADIOÉLECTRIQUE PROFESSIONNEL. ».

M. MAUGARD rappelle tout d'abord que l'étude de ces matériaux commencée en 1909 par HILPERT a été reprise notamment en 1949 en France par M. GUILLAUD du Centre National de la Recherche Scientifique.

Les ferrites sont maintenant disponibles sur le marché et fabriqués industriellement, ces matériaux permettent de réaliser des bobinages utilisables depuis les fréquences basses jusqu'à 200 MHz.

Les possibilités d'usinage après fabrication du matériau, autorisent des réalisations de pièces de formes spéciales comme les têtes d'enregistrement.

L'utilisation des ferrites dépasse le domaine des télécommunications ; on peut citer particulièrement :

— les mémoires des machines à calculer qui mettent en œuvre les ferrites à cycle rectangulaire,

— les coupleurs unidirectionnels hyperfréquences qui emploient des ferrites spéciaux utilisant l'effet Faraday ou l'effet gyro-magnétique.

— les transformateurs à très large bande, même à puissance élevée, les plus typiques sont les transformateurs montés sur les circuits haute fréquence des synchrotons.

M. LESCROEL précise :

— la structure du matériau,
— les influences réciproques des composants sur :
— l'anisotropie cristalline et le point Curie,
— la magnétostriction,
— la résistivité,

l'examen des procédés de fabrication met en évidence d'une part la pureté des constituants, d'autre part les conditions particulières de recuit pour obtenir le matériau avec les qualités désirées.

Les propriétés de ces matériaux sont chiffrées suivant les coefficients de pertes de Jordan ; le conférencier donne successivement les caractéristiques des différents matériaux existant dans les fabrications de la Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques,

— « Fermalite » (ferrite mixte de manganèse et de zinc) utilisé plus particulièrement dans les bobines d'inductance de haute qualité, les transformateurs haute fréquence à grande bande passante et dans les noyaux des circuits des transformateurs à haute tension pour télévision.

— « Fernilite » (ferrite mixte de nickel et de zinc) utilisé aux fréquences de 1 à 200 MHz.

— « Rectalite » ferrite à cycle d'hystérésis rectangulaire utilisé dans les circuits « mémoire ».

— « Ferrites hyperfréquences ».

Enfin les ferrites durs ou ferrites aimants qui sont des ferrites de cobalt ou des ferrites de baryum dénommés fercolite et ferbalite ; tous ces aimants peuvent être agglomérés avec un liant plastique et donner lieu à des variantes de matériaux usinables.

M. DELYON traite ensuite le problème des circuits utilisés dans la technique des télécommunications :

Il discute successivement la géométrie des circuits et les différents facteurs qui interviennent sur la qualité finale d'une inductance.

Des séries d'essais ont permis de dresser des tables donnant le meilleur coefficient de surtension qu'il est possible d'obtenir en fonction de la fréquence d'utilisation des différents types de circuits en pots.

L'énumération de différentes applications typiques des ferrites met en évidence les solutions obtenues grâce à ce matériau, pour résoudre des problèmes restés jusqu'alors sans réponse valable, notamment dans le domaine des calculateurs électroniques.

Différentes réalisations ont été présentées.

Les conférenciers ont mentionné que l'étude de ces matériaux avait été le résultat d'une collaboration avec Monsieur le Professeur GUILLAUD du C. N. R. S. et que la fabrication industrielle de ces produits avait été étudiée et menée à bien par M. PIERROT Ingénieur en Chef à L. T. T.

OFFRES ET DEMANDES D'EMPLOI

O.86. — « Offrons Postes d'avenir pour Ingénieurs spécialisés ou désirant se spécialiser dans la recherche et le développement dans les domaines suivants :

1º) Acoustique sous-marine.
2º) Servomécanismes ».

« Recherchons Agents techniques 3e catégorie pour radiotechnique générale, impulsions, technique radar ». l'Electronique Appliquée, 23, rue du Docteur-Finlay, Paris-15e. Tél. SEG. 14-75.

O.87. — « Commissariat à l'Energie Atomique recherche : Agents techniques (A.T. 2 et A.T. 3.) pour le Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay. 1º Spécialistes Hautes Fréquences ou Vide, pour travaux de recherches effectuées avec accélérateurs Linéaires de 30 MeV. 2º Spécialistes en Electronique et Vide, pour Laboratoire d'Etudes de Piles ». Ecrire C.E.A., Boîte Postale Nº 307, Paris-7e. — Rappeler référence "S.N.E. 30".

D. 61 — « Ingénieur, Electricien, 28 ans, 4 années d'expérience, familier avec Electronique (Servomécanismes, technique des machines arithmétiques électroniques) et mécanique, cherche situation active, dans Electronique étude ou développement. — Bonnes connaissances en anglais. — Ecrire à Société des Radioélectriciens qui transmettra.

Imprimerie Marcel Bon, Vesoul. — Dépôt légal : 4e trimestre 1956. — I. nº 25. — 4.900.578 E. nº 20. — La Gérante : Mme Chiron.

Pour paraître en octobre 1956

PRATIQUE DU CHAUFFAGE ÉLECTRONIQUE

par S. DUPERRIER, *ing. A. M. et I. R. G.*

- Chauffage par induction.
- Chauffage par pertes diélectriques.
- Calcul des générateurs.

EDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine — PARIS-6e

Pour vos services d'entretien, pour vos agents techniques, pour votre maîtrise, pour vous-même ?...

ÉTUDE TECHNOLOGIQUE DES BOBINAGES ÉLECTRIQUES ET DE LEUR RÉPARATION

par **MARCEL DELFOSSE**
Ingénieur des Arts et Manufactures

SOMMAIRE DE L'OUVRAGE

I. Rappels. — II. Etude des enroulements à courant continu : enroulements à anneau ou hélicoïdaux.
III. Enroulements induits en tambour. Principe. Formules générales.
IV. Enroulements induits et tambour. Répartition du potentiel.
V. Système inducteur. — VI. Enroulements induits pour courants alternatifs.
VII. Force électromotrice des machines à courant alternatif.
VIII. Enroulements divers. Transformateurs. — IX. Réalisation pratique des enroulements : Conducteurs et isolants.
X. Bobinages pour induits à courant continu. — XI. Bobinages statoriques pour courant alternatif.
XII. Bobinages rotoriques pour courant alternatif. Transformateurs.
XIII. Bobines inductrices. — XIV. Collecteurs et Bagues.
XV. Petits outillages et vérification des bobinages.

Incontestablement, ces pages d'un Ingénieur connaissant la grande industrie électrique et ayant chronométré et tarifé des bobinages durant plusieurs années, seront d'un secours inappréciable à tous

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6e — C.C.P. Paris 53-35

C 1 4 1956

Library
Boulder Laboratories
National Bureau of Standards
Boulder, Colorado

36e ANNÉE - N° 355
OCTOBRE 1956
PRIX : 300 FRANCS

L'ONDE ÉLECTRIQUE

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6e

Le Radar de moyen tonnage DEVEAUX RMD 30 adopté par la Marine Nationale équipe ici le St-Christophe

DANS CE NUMÉRO

Tubes cathodiques à mémoire électrostatique — Ch. DUFOUR — Technologie des tubes cathodiques à mémoire électrostatique, P. CHOFFART — Transformateur d'image — PPI-Télévision, R. ASTÉ — Méthode d'analogie rhéoélectrique, L. MALAVARD — Calculatrices numériques, F. - H. RAYMOND — Fabrication des condensateurs variables, M. JOFFRE.

IL N'EXISTAIT PAS EN FRANCE ...

Voici

EN VENTE A PARTIR
DU 15 NOVEMBRE 1956

LE *Buyer's Guide* DE L'INDUSTRIE ÉLECTRONIQUE PROFESSIONNELLE *française*

Instrument de travail journalier de **l'ingénieur électronicien,** des **services** des **achats,** et des **utilisateurs.**

Cet ouvrage **bilingue** est **aussi** un dictionnaire **français-anglais** des termes techniques couramment utilisés.

Il représente indiscutablement la "somme" de tout ce qui se construit ou se vend en **électronique professionnelle** (matières premières, pièce détachées, ensembles) et les industries annexes.

Il vient bien à son heure pour donner une image plus exacte et plus précise de notre industrie électronique en pleine croissance, telle qu'elle est aujourd'hui, et le sera encore demain.

Vient de PARAITRE

PRIX 3.100 F
TAXES V.A. COMPRISES
Exp franco FRANCE et U.F. 3.500 F
Emb spéc. ÉTRANGER 3.750 F

680 PAGES DE TEXTE
COUVERT. CARTONNÉE 4 COULEURS LAQUÉE
DONT **480** PAGES EN COULEURS
POIDS 3 kg.

- ★ TOUTES LES ADRESSES DE L'ÉLECTRONIQUE PROFESSIONNELLE FRANÇAISE - FIRMES ET ADMINISTRATIONS
- ★ 1800 RUBRIQUES DE SPÉCIALITÉS
- ★ 500 PAGES DE CATALOGUES TECHNIQUES CONDENSÉS DES MATÉRIELS DISPONIBLES
- ★ TOUTES LES MARQUES DÉPOSÉES 1946 - 1956

161, Bd St-Germain - PARIS-6e
C.C.P. Paris 5537-35 • LIT. 79-53

GUIDE TECHNIQUE DE L'ÉLECTRONIQUE PROFESSIONNELLE

ÉDITEUR - PUBLICITÉ ET ÉDITIONS TECHNIQUES 161, Bd St-GERMAIN - PARIS VIe LIT. 79-53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

Vol. XXXVI **OCTOBRE 1956** **N° 355**

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6e. — C.C.P. Paris 53-35

Abonnements 1 an : France : 3.000 F ; Etranger : 3.300 F — Prix de ce N° : 300 F

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, PARIS-6e. Tél. LIT. 79-53

SOMMAIRE

		Pages
Les tubes cathodiques à mémoire électrostatique et leurs applications	Ch. DUFOUR	801
Technologie des tubes cathodiques à mémoire électrostatique	P. CHOFFART	815
Le transformateur d'image PPI-Télévision de la S.F.R.	R. ASTÉ	822
La méthode d'analogie rhéoélectrique, ses possibilités et ses tendances *(suite)*	L. MALAVARD	829
Sur les principes des calculatrices numériques universelles *(suite)*	F.-H. RAYMOND	838
Le condensateur au papier métallisé	A. KOHLER	842
Problèmes posés par la fabrication des condensateurs variables, notamment ceux destinées au matériel professionnel	M. JOFFRE	852
Vie de la Société		860
Congrès et Expositions, Informations techniques		798

Sur notre couverture :

Le radar de Navigation Maritime DERVEAUX RMD 30 équipe le bac « St-Christophe » assurant la traversée St-Nazaire-Mindin.

Ce type de Radar, extrèmement économique, de conception et de réalisation entièrement française, est adopté par la Marine Nationale en raison de ses performances remarquables.

Laboratoires R. DERVEAUX, 6, rue Jules-Simon, Boulogne-sur-Seine. Tél. : MOL 37-00.

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Electrique *n'engagent que leurs auteurs.*

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine). — Tél. ALÉSIA 04-16 — C.C.P Paris 697-38

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T.S.F.

J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie e. r.

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947)

Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, Prix Nobel de Physique.

MEMBRES D'HONNEUR

Sir Edward APPLETON, Principal and Vice-Chancellor of Edinburgh University.

MM. Eugène DARMOIS, Membre de l'Institut.

Gaston DUPOUY, Membre de l'Institut, Directeur du C.N.R.S.

MM. Frédéric JOLIOT-CURIE, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Physique.

Louis LEPRINCE RINGUET, Membre de l'Institut.

Francis PERRIN, Membre de l'Institut, Haut-Commissaire à l'Energie Atomique.

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

		MM.
1922		M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923	†	H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924	†	R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925	†	J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T.T.
1926		E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927	†	Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928		Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929	†	L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930		Ed. BELIN, Ingénieur.
1931		C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932		P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933	†	L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934		Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
1935	†	R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936	†	R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937	†	F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès Sciences.
1938		P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
1939	†	J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940	†	H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945		L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946		R. P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947		R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.
1948		Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949		M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950		P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951		Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion Télévision Française.
1952		J. de MARE, Ingénieur Conseil.
1953		P. DAVID, Ingénieur en chef à la Marine.
1954		G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».
1955		H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1956)

M. R. RIGAL, Ingénieur Général des Télécommunications.

Président désigné pour 1957

M. R. AUBERT, Directeur Général technique de la C.S.F. et S.F.R.

Vice-Présidents :

MM. A. ANGOT, Ingénieur militaire général, Directeur de la Section d'Etudes et de Fabrications des Télécommunications.

C. BEURTHERET, Ingénieur en Chef à la C.F.T.H.

M. LAFFINEUR, Directeur à l'Institut d'Astrophysique de Paris

Secrétaire Général :

M. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

L. J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier :

M. R. CADESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.

Secrétaires :

MM. J. M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

P. DEMAN, Ingénieur des Télécommunications.

B. GAUSSOT, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.

Comité de Rédaction de l'ONDE ÉLECTRIQUE

Président : M. P. ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Rédacteur en Chef : M. L. J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

SECTIONS D'ÉTUDES ET GROUPES RÉGIONAUX

SECTIONS D'ÉTUDES

Nº	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Général ANGOT.	M. TOUTAN.
2	Matériel radioélectr.	M. LIZON	M. GAMET.
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MERCIER.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. WARNECKE.	M. CHARLES.
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	M. CAHEN.	Mme ANGEL.
8	Electronique appliq.	M. RAYMOND.	M. LARGUIER.
9	Electronique Nucléaire.	M. SURDIN.	M. LABEYRIE.
10	Formation du Personnel Technique.	M. BEURTHERET	M. GILABERT.

Les demandes pour participation aux travaux des Sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. CACHON, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E. N. S. E. M.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. DESTRAY, Directeur de l'École de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C. N. R. S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

CONSEIL DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

MM. J. ICOLE, Ingénieur en chef des Télécommunications, Chef du Département Faisceaux-Hertziens, Direction des Lignes Souterraines à Grande Distance.
J. LOCHARD, Lieutenant Colonel, Chef des Services Techniques du Groupe de Contrôle Radioélectrique.
N'GUYEN THIEN CHI, Chef de Département à la Cie Gle de T.S.F., Ingénieur-Conseil Cie Industrielle des Métaux électroniques.
† G. POTIER, Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique »
P. RIVÈRE, Chef du Service « Multiplex » de la Sté Française Radioélectrique.
M. SOLLIMA, Directeur du Groupe Electronique de la Cie Française Thomson-Houston.
H. TESTEMALE, Ingénieur des Télécommunications.
A. VIOLET, Chef de Groupe à la Sté « Le Matériel Téléphonique »
L'Ingénieur J. BLOEMSMA, Ingénieur Radio E.S.E.
A. CHARLES, Général du C.R., Conseiller technique à la Société Kodak-Pathé.
A. DIDIER, Professeur au C. N. A. M.
G. GOUDET, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
M.D. INDJOUDJIAN, Ingénieur des Télécommunications, chargé du Département Télécommande du C.N.E.T.
P. MANDEL, Ingénieur en Chef à la Société Nouvelle de l'outillage R B V et de La Radio-Industrie.
A. PAGES, Ingénieur à la Compagnie Générale de T.S.F.
H. TANTER, Ingénieur au L.C.T.
P. ANDRIEUX, Ingénieur des Télécommunications.
Mario BOELLA, Professeur au Politecnico de Turin.
R. CHARLET, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.
F. GALLET, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.
M. JEAN, Directeur du « Groupe Electronique » de la C.F.T.H.
Nozières, Directeur des « Tubes Electroniques » à la Sté La Radiotechnique.
P. M. PRACHE, Directeur des Recherches à la Sté L.T.T.
J. WEILL, Ingénieur-Docteur au C.E.A.

EXTRAITS DES STATUTS

. . . . . .

La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1º Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2º Etre agréé par le Bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui aura pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives une cotisation de 15 000 francs pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation de 5 000 francs seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation annuelle fixée comme suit :

Particuliers.... 1 600 F.

Sociétés ou Collectivités

10 000... } au gré de la
25 000... } Société ou
ou 50 000... } Collectivité

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle moyennant le versement d'une somme égale à dix fois cette cotisation.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études en France, pourront bénéficier, sur leur demande, d'une cotisation ramenée à 800 F. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

Foire Internationale de Hanovre 1957

La Foire Industrielle d'Allemagne, réunissant la Foire Technique et la Foire Commerciale, se tiendra à Hanovre du 28 avril au 7 Mai 1957.

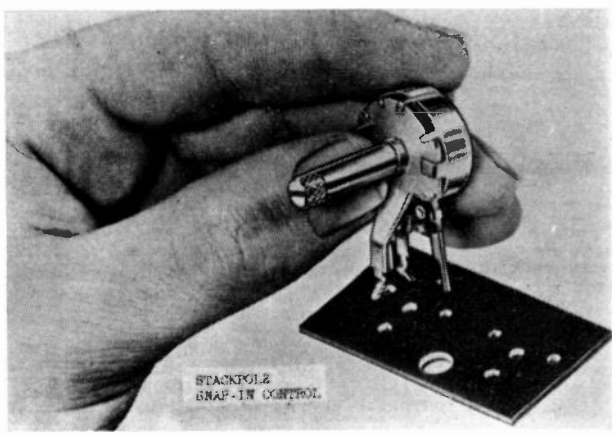
Cette foire, qui a réuni en 1956 environ 4 000 exposants et 1 250 000 visiteurs, comporte en particulier une importante section consacrée à l'Industrie de l'Electrotechnique et de l'Electronique.

Pour tous renseignements, Exposants et Visiteurs doivent s'adresser à Monsieur Arthur TRESSENS, Représentant officiel, Cie Commerciale Continentale, 16, rue Vezelay, Paris (8e). — EUR. 51-72 et 35-39.

INFORMATIONS TECHNIQUES

Potentiomètres pour circuits imprimés

La Compagnie "Stackpole Carbon" annonce un nouveau potentiomètre à fixation instantanée pour circuits imprimés, dénommé Stackpole Type LR 70. Cet élément miniature est fixé par quatre broches dont trois constituent les sorties électriques normales, la quatrième, de dimensions plus importantes, étant reliée au boîtier ; ces quatre broches, étamées pour faciliter la soudure au trempé, s'insèrent dans la plaquette imprimée et constituent le support du potentiomètre : la fixation n'exige donc aucune autre pièce mécanique.



Les ressorts du contact tournant du curseur sont dorés et le boîtier nickelé. La dissipation admise est de 0,75 watt pour les résistances supérieures à 10 000 ohms, et 0,5 watt pour les résistances inférieures à 10 000 ohms.

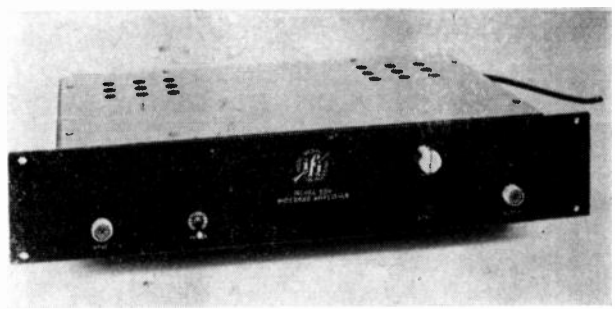
Ce potentiomètre se fait avec différents modèles d'axe ; il peut comporter un interrupteur unipolaire ou bipolaire à pouvoir de coupure compris entre 15 Ampères sous 15 Volts et 6 Ampères sous 125 Volts.

Pour renseignements complémentaires, s'adresser à :

Stackpole Carbon Company
Export Division
89, Broad Street, New York 4, N.Y., U.S.A.

Un Amplificateur de tension à large bande

La Société "Instruments for Industry", de Mineola (USA) construit sous l'appellation de Model 530 un amplificateur à large bande susceptible de nombreuses applications, en particulier



dans les techniques utilisant des impulsions très courtes. Cet appareil à alimentation incorporée comprend 2 étages en série comprenant chacun sept 6 AK5 ; ses performances sont les suivantes :

— bande passante : de 200 kHz à 300 MHz ;
— gain : 20 dB ;
— impédances d'entrée et de sortie : 185 ohms.

Pour plus amples renseignements, s'adresser à :

Electronics Mfgrs Export Co
127, Grace Street, Plainview, N.Y., U.S.A.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

LES TUBES CATHODIQUES A MÉMOIRE ÉLECTROSTATIQUE, par Ch. DUFOUR, *Département Recherches « Electronique et Atomistique » de la Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique d'octobre 1956 (page 801 à 814).

L'auteur indique d'abord la place des différents tubes à mémoire électrostatique dans la classification générale des tubes à image. L'exposé comprend ensuite une première partie générale rappelant les principes d'une mémoire électrostatique ainsi que les processus fondamentaux concernant le dépôt de charges électroniques sur un isolant par un pinceau fin d'électrons.

Dans une seconde partie, les différents types de tubes à mémoire déjà développés sont passés en revue ainsi que leurs principales applications :

— Barrier Grid Storage Tube et Tube à grille de commande par transmission,

— Tube à conductibilité induite pour transformation radar PPI-Télévision,

— Tubes récepteurs à entretien d'image.

LA MÉTHODE D'ANALOGIE RHÉOÉLECTRIQUE, SES POSSIBILITÉS ET SES TENDANCES (Suite), par L. MALAVARD *Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.* Onde Electrique d'octobre 1956 (pages 829 à 837).

Rappel du principe de la méthode d'analogie rhéoélectrique et étude des équations qui régissent la distribution du potentiel dans des conducteurs de nature et forme différentes : les analogies utilisées.

Technique expérimentale et description générale des installations : bassins électriques, modèles, appareillages d'alimentation et de mesures, traceurs automatiques et traceurs de types divers, etc.

Etude de la représentation analogique des différentes conditions aux limites, des singularités et de conditions particulières à certains champs. Analyse des possibilités de résolution d'équations de types divers et aperçu général sur le domaine pratique d'application de la méthode.

Examen de quelques types de machines à calculer rhéoélectriques. Considérations générales sur l'exploitation de la méthode.

TECHNOLOGIE DES TUBES CATHODIQUES A MÉMOIRE ÉLECTROSTATIQUE, par P. CHOFFART, *Département Recherches « Electronique et Atomistique » de la Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique d'octobre 1956 (pages 815 à 821).

L'auteur décrit les différents éléments constituant les tubes à mémoire électrostatique en général :

I. — La technologie des canons, leurs performances, leurs facilités d'adaptation à un tube déterminé, sont indiquées.

II. — La technologie des cibles est décrite ; elle comprend :

a) le mode de dépôt du diélectrique,
b) la fabrication des grilles fines (20 mailles au mm),
c) l'assemblage des cibles.

III. — L'exposé se termine par l'assemblage général : canon, cible, verrerie et précautions prises pour assurer un bon fonctionnement des tubes.

SUR LES PRINCIPES DES CALCULATRICES NUMÉRIQUES UNIVERSELLES (Suite), par F.H. RAYMOND, *Chef de Travaux au Conservatoire National des Arts et Métiers, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure de l'Armement, Directeur de la Société d'Electronique et d'Automatisme.* Onde Electrique d'octobre 1956 (pages 838 à 841).

L'auteur, s'adressant aux non spécialistes, se propose d'exposer, de manière élémentaire, certains des principes fondamentaux des calculatrices numériques universelles. Il traite, en particulier, de la représentation physique des nombres, des principes des opérations digitales et de l'automatisme d'une calculatrice à programme. Cet exposé introductif néglige délibérément les opérations de calcul.

LE TRANSFORMATEUR D'IMAGE P.P.I. — TÉLÉVISION DE LA S.F.R., par R. ASTÉ, *Chef de Service à la Société Française Radio-Electrique.* Onde Electrique d'octobre 1956 (pages 822 à 828).

Après avoir examiné rapidement les servitudes des indicateurs panoramiques actuels et les besoins nécessités par l'exploitation des informations radar, l'auteur décrit un équipement de transformation d'image PPI Télévision utilisant un tube à conductibilité induite à canons coaxiaux.

Cet équipement, en permettant d'obtenir sur des téléviseurs une carte rémanente, facilite grandement la recherche des échos mobiles.

LE CONDENSATEUR AU PAPIER MÉTALLISÉ, par A. KOHLER, *Ingénieur E.P.E.-S.T.R. Zürich.* Onde Electrique d'octobre 1956 (pages 842 à 851).

Les électrodes du condensateur au papier métallisé se composent d'une fine couche métallique formée par vaporisation du métal sous vide.

La couche offre la possibilité de l'auto-régénération lors d'un claquage.

Cela nous permet ainsi de réduire son volume spécifique considérablement en comparaison avec un condensateur au papier normal.

Les avantages de ce condensateur sont spécialement marqués quand il s'agit de faibles tensions continues, où on peut l'exécuter avec une seule couche de papier diélectrique. Il est cependant aussi intéressant pour des tensions alternatives.

La fabrication est décrite et les caractéristiques électriques sont discutées.

Les pertes par effet joule dans la couche métallique sont calculées et comparées avec les pertes dans le diélectrique ; les volumes spécifiques sont comparés avec ceux des condensateurs classiques au papier.

PROBLÈMES POSÉS PAR LA FABRICATION DES CONDENSATEURS VARIABLES, par M. JOFFRE, *Ingénieur A.M. et I.E.G.* Onde Electrique d'octobre 1956, (pages 852 à 859).

Dans sa conférence, l'auteur trace l'historique du condensateur variable dans ses applications à la Radio-domestique, et montre l'évolution des modèles à usages professionnels qui en sont dérivés.

Après avoir défini les caractéristiques du condensateur variable — loi de variation, capacité variable, capacité résiduelle — il examine l'influence des différents paramètres constructifs sur les qualités électromécaniques, et en particulier, sa susceptibilité microphonique, son coefficient de température et sa résistance à la corrosion.

La conférence se termine par l'examen des méthodes de contrôle utilisées en fabrication, et plus particulièrement pour la mesure des très faibles dérives. En conclusion, des appareils, de fabrication récente, illustrent les solutions proposées aux différents problèmes posés par les utilisateurs.

WRH

SUMMARIES OF THE PAPERS

THE RHEOELECTRIC ANALOG METHOD. POSSIBILITIES AND TENDENCIES (Continued), by L. MALAVARD. *Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.* Onde Electrique, October 1956 (pages 829 to 837).

Review of the principles of the rheoelectric analog method and study of the equations governing potential distribution in conductors of different nature and shape — applied analogies.

Experimental technique and general description of equipment : electric tanks, models, power supply and measuring equipment, automatic tracers and tracers of various types, etc..

Study of analog representation of different limit conditions, of particular features in certain fields and of conditions that are particular to those fields.

Analysis of possible methods for solving equations of different types — general survey of practical field of application of the rheoelectric analog method.

Detailed examination of some rheoelectric computers. General considerations on the practical application of the method.

CONSIDERATIONS ON THE PRINCIPLES OF UNIVERSAL NUMERICAL COMPUTERS (Continued), by F. H. RAYMOND, *Chef de Travaux au Conservatoire National des Arts et Métiers, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure de l'Armement, Directeur de la Société d'Electronique et d'Automatisme.* Onde Electrique, October 1956 (pages 838 to 841).

The object of M.F.H. RAYMOND's paper is to explain to the non-specialist a number of basic principles applying to the operation of universal numerical computers. The author deals, in particular, with the physical representation of numbers, with the principles on which digital computing is based and with the automatic aspects of programmed computer operation.

This paper is of a purely « introductory » nature, and for that reason, deliberately ignores actual processes of calculation.

METALLISED PAPER CONDENSERS, by A. KOHLER, *Ingénieur E.P.E. S.T.R. Zurich.* Onde Electrique, October 1956 (Pages 842 to 851).

The conducting surfaces of a metallised paper condenser comprise a fine metallic film formed by vaporising the metal in vacua.

The layer makes possible self-sealing in the case of breakdown.

This permits a considerable reduction in its specific volume compared with normal paper condensers.

The advantages of this condenser is of special note when it is a question of dealing with weak direct current voltages, when it is possible to use a simple layer on the paper dielectric. It is however also of interest for a.c. voltages.

The method of manufacture is described and the electrical characteristics discussed.

The energy losses in the metallic layer are calculated and compared with those in the di-electric ; the specific volumes are compared with those of ordinary paper condensers.

ELECTROSTATIC MEMORY TUBES, by Ch. DUFOUR, *Département Recherches « Electronique et Atomistique » de la Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique, October 1956 (pages 801 to 814).

The author first shows the place occupied by the various electrostatic memory tubes in the general classification of image tubes. The article then comprises a first general section in which the principes of an electrostatic memory, together with the fundamental processes regarding the deposition of electric charges on an insulator, by means of a fine electron beam, are explained.

In the second section, the various types of memory tubes already developed are passed in review as well as their main applications :

— Barrier Grid Storage Tube and Transmission Grid-Control Tube,

— Induced Conductivity Tube for Radar PPI-to-Television Transformation,

— Direct View Storage Tubes.

THE TECHNOLOGY OF ELECTROSTATIC MEMORY CATHODE RAY TUBES, by F. CHOFFART, *Département Recherches « Electronique et Atomistique » de la Compagnie Générale de T.S.F.* Onde Electrique, October 1956 (Pages 815 to 821).

The author describes the component parts of electrostatic memory tubes :

I. — The technology of guns, their performance and their ability to adaptation to a required tube, is described.

II. — The technology of targets is then described ; it comprises :

a) the method of deposition of the dielectric,

b) the manufacture of fine structure grids (mesh of 20 to the mm),

c) assembly of targets.

III. — The article concludes with a description of the general assembly : gun, target, glass enveloppe and the precautions taken to ensure the good working of the tubes.

THE S.F.R., P.P.I. TELEVISION IMAGE CONVERTER, by R. ASTÉ, *Chef de Service à la Société Française Radio Electrique.* Onde Electrique, October 1956 (pages 822 to 828).

After a rapid examination of the requirements of existing panoramic recorders and the needs arising from the use of radar information, the author describes a P.P.I. television image converter equipment which uses an induced conductivity tube with coaxial guns.

This equipment, which gives a remanent trace on a television screen, greatly facilitates the study of fleeting echoes.

PROBLEMS MET IN THE MANUFACTURING OF VARIABLE CAPACITORS. by J. JOFFRE, *Ingenieur A.M. et I.E.G.* Onde Electrique, October 1956 (pages 852 to 859).

The author reviews the successive stages of variable capacitor development, with particular reference to commercial radio applications. He then proceeds to show how industrial-grade models were evolved from the commercial ones.

Beginning with a definition of variable capacitor characteristics — law of variation, variable capacity, residual capacity — the author examines how the different construction factors affect their electromechanical characteristics and in particular, their microphonic susceptibility, temperature coefficient and resistance to corrosion.

The author completes the exposé with a description of manufacturing control methods and, in particular, of the measurement of very slight capacity drift. By way of conclusion, some equipment of recent fabrication are presented, showing how various application problems have been met and solved.

WRH

LES TUBES CATHODIQUES A MÉMOIRE ÉLECTROSTATIQUE ET LEURS APPLICATIONS [1]

PAR

Ch. DUFOUR

Département Recherches « Electronique et Atomistique »
de la Compagnie Générale de T. S. F.

1. Généralités.

Les tubes cathodiques à mémoire électrostatique peuvent être rangés parmi les « tubes à image ». Cette dénomination couvre usuellement trois catégories distinctes de tubes électroniques, suivant la classification ci-dessous.

1.1. — Image ——→ image.

Il s'agit essentiellement des tubes convertisseurs d'image dans lesquels une photocathode frappée par les photons incidents émet des électrons qui vont ensuite exciter la fluorescence d'un écran observé par l'œil.

— Photocathode-écran fluorescent parallèles et à très faibles distance l'un de l'autre.

— Transport d'image électrostatique ou magnétostatique :

— Convertisseur d'image pour infrarouge (photocathode *Ag-O-Cs*) ;

— Intensificateurs d'images radioscopiques ;

— Télescope électronique du Pr. Lallemand (l'écran fluorescent est ici remplacé par une plaque photographique à l'intérieur du tube).

— Tube *RCA* pour composition typographique ultrarapide (transport d'image + déflexion spéciale).

1.2. — Signaux électriques ——→ image.

Cette classe de tube comprend tous les tubes récepteurs à écran fluorescent ou à écran modulateur de lumière.

- Écran fluorescent usuel
  - Déflexion magnétique
    - Radar-Télévision
      - Tubes grand diamètre
      - Tubes à projection
        - sur écran usuel
        - sur écran intensificateur de lumière
    - Télévision couleur
  - Déflexion électrostatique
    - Oscilloscopes mono et polycanons
    - Oscilloscopes à post-accélération
  - Déflexion spéciale
    - Charactron (Convair)
    - Tube plat (Willis)
- Écran fluorescent complexe à mémoire électrostatique
  - Déflexion magnétique : Iatron (Farnsworth) pour projection
  - Déflexion électrostatique
    - Direct view storage tube (RCA) — Tube à entretien d'image (CSF)
    - Mémotron – Typotron (Hughes)
- Écran modulateur de lumière
  - Skiatron : formation de centres *F* colorés dans un écran *Cl K*
  - Eidophore : déformation d'une surface liquide.

[1] Conférence faite à la Société des Radioélectriciens le 28 Janvier 1956.

1.3. — Image ⟶ signaux électriques.

Dus à l'essor de la télévision, ces tubes forment maintenant un groupe important. Si certains d'entre eux sont périmés (dissecteur de Farnsworth et iconoscope), il n'en offrent pas moins un tel intérêt historique qu'il n'est pas possible de les omettre dans notre énumération.

dans un espace à deux dimensions, n'apparaît alors jamais sous sa forme lumineuse.

Un certain nombre de types de ces tubes à mémoire, « intermédiaires » dans une chaîne complexe d'utilisation, sont dès maintenant en cours de développement.

- Photoémissifs
  - Sans mémoire : Dissecteur de Farnsworth
  - A mémoire électrostatique
    - Balayage à électrons rapides
      - Iconoscope
      - Super iconoscope
        - Photicon (Pye)
        - Super Emitron (EMI
        - Eriscope (RI)
    - Balayage à électrons lents
      - Orthicon – CPS Emitron
      - Image orthicon
- Photoconducteurs
  - Balayage à électrons lents
    - Vidicon (Staticon – Conductron)

1.4. — Signaux ⟶ signaux.

Dans les tubes récepteurs à mémoire, ainsi que dans certains tubes de prise de vue de télévision, nous voyons apparaître sur la surface d'une couche mince diélectrique une distribution du potentiel correspondant à l'image lumineuse.

Si nous prenons l'exemple de l'iconoscope : les photons frappent une mosaïque de condensateurs élémentaires et les chargent par effet photoélectrique (l'armature libre étant constituée par un grain d'oxyde d'argent activé au césium). Nous obtenons donc simultanément sur la cible :

— une image lumineuse donnée par un objectif photographique ;

— en chaque point de cette image, une charge électrostatique proportionnelle, dans certaines limites à l'éclairement du point considéré.

Il nous paraît donc légitime, de classer par extension, parmi les tubes à image, les tubes cathodiques dans lesquels apparaît une distribution de charges à la surface d'une couche mince isolante, même si ces charges ne sont pas déposées ou prélevées par effet photoélectrique. Nous classerons ces tubes à mémoire dans une quatrième catégorie : « signaux électrique ⟶ signaux électriques » ; l'image, tout en existant sous forme de distribution de potentiel

1.5. — Objet de l'exposé.

Les tubes image ⟶ image énumérés en 1.1 ne comportent aucun élément de mémoire ; les tubes image ⟶ signaux ont déjà fait l'objet de nombreuses publications à l'occasion de la prise de vue Télévision. Nous nous limiterons donc à l'étude des tubes récepteurs à mémoire et des tubes signaux ⟶ signaux du § 1.4.

Dans ce cadre, nous nous proposons :

— tout d'abord d'expliquer à quels processus élémentaires sont dues les caractéristiques inhabituelles de ces tubes ;

— ensuite d'explorer les possibilités nouvelles qui nous sont offertes par les différents types de tubes à mémoire électrostatique.

2. Principes de fonctionnement des tubes cathodiques à mémoire.

L'élément de base d'une mémoire électrostatique est un condensateur. On peut facilement imaginer différents systèmes à mémoire basés sur la charge et la décharge d'une capacité sans qu'un faisceau électronique dans le vide intervienne. Nous allons montrer en premier lieu quelles sont les propriétés de tels dispositifs et voir ensuite quelles modifications et possibilités nouvelles apportent les tubes électroniques utilisant les mêmes principes de base.

- Tubes à grille de commande
  - 1 canon : QK 464 Hergenröther (Raytheon)
  - 2 canons coaxiaux : Metrechon (RCA)
- Prélèvement des charges déposées par le faisceau d'inscription
  - 1 canon : Barrier Grid Storage Tube
    - Radechon RCA
    - TCM 12 CSF
    - Tube Bell
  - 2 canons coaxiaux : Tubes à conductibilité induite.
    - Graphecon RCA : cible isolante
    - TMA 403 CSF : Cible semi-conductrice

2.1. — PRINCIPE D'UNE MÉMOIRE ÉLECTROSTATIQUE.

Imaginons une batterie de p condensateurs identiques dont les armatures respectives sont reliées, les unes à un point commun, les autres à un commutateur selon le schéma de la figure 1.

Dans une première phase, l'inverseur est placé en position (a). Si nous appliquons entre A et B une différence de potentiel $V_A - V_B = f(t)$ entre les instants O et T pendant que le commutateur met successivement l'armature libre de chaque condensateur en liaison avec A pendant l'intervalle de temps $\tau = \frac{T}{p}$, nous obtenons pour un condensateur quelconque (n° k par exemple) une charge proportionnelle à la valeur moyenne de $f(t)$ entre les instants $k\tau$ et $(k+1)\tau$. Nous enregistrons d'autant plus correctement $f(t)$ que p est plus grand et nous pouvons conserver cette fonction sans altération si les condensateurs sont supposés sans fuite ohmique.

Dans une seconde phase, nous plaçons l'inverseur en position (b) et nous déplaçons le commutateur suivant la même loi que précédemment. Les valeurs successives de $\frac{1}{\tau}\int_{k\tau}^{(k+1)\tau} f(t)\,dt$ apparaissent alors entre C et D.

Nous avons bien réalisé la mise en réserve d'une fonction et sa récupération après un temps arbitraire (sans déformation pour p infini). Le premier processus est en général appelé « inscription », le second « lecture ». Étudions-les de façon plus détaillée.

2.1.1. — *Inscription.*

2.1.1$_1$. — *Inscription à l'équilibre.* — C'est le cas où l'impédance de la source qui fournit le signal d'inscription entre A et B est suffisamment faible pour que la constante de temps de charge du condensateur soit inférieure à τ.

Une seconde inscription identique à la première ne modifie pas la répartition des potentiels sur les armatures de chaque condensateur.

2.1.1$_2$. — *Inscription loin de l'équilibre.* — La constante de temps de charge de chaque condensateur est très grande devant τ. Chaque condensateur sera alors chargé proportionnellement à $\left(\overline{V_A - V_B}\right)_{k\tau}^{(k+1)\tau}$. Si le facteur de proportionnalité reste de l'ordre de 1/10 ou 1/20, une seconde inscription identique à la première va pratiquement doubler les charges déposées précédemment (ce qui revient à supposer linéaire le début de la courbe exponentielle de charge).

Nous disposons donc ici d'un dispositif qui nous permet d'effectuer des additions ; nous ajouterons, par exemple à une fonction $f(t)$ entre O et T une seconde fonction $g(t)$ en l'inscrivant entre les instants T et $2T$.

Nous pourrons nous permettre n inscriptions additives si la constante de temps de charge reste grande devant $n\tau$.

2.1.1$_3$. — *Variantes.* — Il est facile de concevoir de nombreuses variantes dans les caractéristiques d'inscription, soit en jouant sur la constitution de l'élément de mémoire (combinaisons variées résistances-capacités), soit en agissant sur le mode de commutation.

Nous citerons seulement un cas qui sera réalisé dans les tubes à mémoire à conductibilité induite : les condensateurs élémentaires d'abord chargés à un potentiel constant sont plus ou moins déchargés par le commutateur d'inscription en fonction du signal à enregistrer.

2.1.2. — *Lecture.*

2.1.2$_1$. — *Avec prélèvement de charges.* — C'est le cas le plus simple indiqué en 2.1 lors de l'exposé du principe général de fonctionnement d'une mémoire électrostatique (fig. 1). Suivant l'impédance de

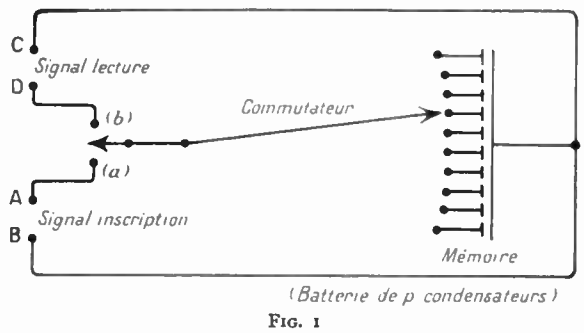


FIG. 1

sortie en CD, la constante de temps de décharge pourra être :

— très petite devant le temps τ' pendant lequel le commutateur connecte un condensateur à D ; une seule lecture sera alors possible ;

— grande devant τ', les capacités ne seront alors que partiellement déchargées lors d'un seul passage du commutateur et N lectures deviendront nécessaires pour effacer l'inscription.

Naturellement, les premières lectures seules restitueront à chaque balayage du commutateur des fonctions semblables à $f(t)$, avec un facteur de proportionnalité décroissant à chaque lecture.

Nous avons, jusqu'ici, supposé qu'inscription et lectures avaient lieu successivement, à l'aide du même commutateur et suivant la même loi de balayage. Il est facile d'envisager une indépendance complète, à la fois dans la vitesse de balayage et dans l'ordre d'inscription et de lecture de chaque élément de mémoire grâce à deux commutateurs indépendants suivant le schéma de la figure 2.

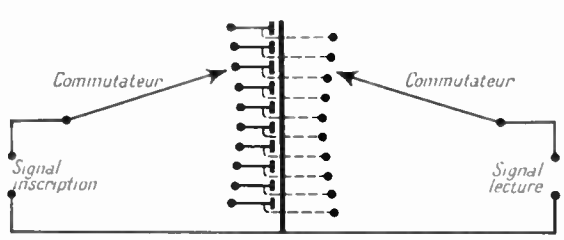


FIG. 2

2.1.2$_2$. — *Sans prélèvement de charges.* — Il suffit, dans le cas précédent de faire tendre vers l'infini

la valeur de la résistance de sortie en CD. Pratiquement, il suffira d'attaquer en D la grille d'une triode « cathode follower » par exemple pour reconstituer sans déformation autant de fois qu'on le désirera la fonction inscrite.

Mais une variante de ce dispositif nous intéresse particulièrement (fig. 3). Si nous disposons

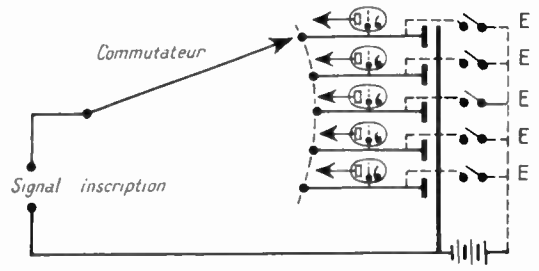


FIG. 3

de p triodes, chaque grille étant commandée par l'armature libre de chaque condensateur élémentaire, il devient facile soit de disposer *en permanence* de la fonction $f(t)$ inscrite, en lisant *simultanément* le courant des p sorties d'anode, soit d'effectuer une infinité de lectures au moyen d'un commutateur comme précédemment.

2.1.3. — *Effacement.*

Dans les conditions 2.1.1$_1$, inscription à l'équilibre, nous n'avons pas à nous préoccuper de la remise à l'état initial du dispositif quel que soit le mode de lecture envisagé ; il n'en est pas de même dans les autres cas. L'opération qui consiste à ramener toutes les armatures libres au même potentiel avant de recommencer une inscription porte le nom d'effacement.

Différentes dispositions pourront être prises :

— Inverseur position (a). Court-circuit AB et balayage par le commutateur dans le dispositif de la figure 1.

— Batterie de p commutateurs E dans le cas de la figure 3.

Naturellement, de nombreuses variantes sont ici aussi permises.

2.2. — DÉPOT ET RETRAIT DE CHARGES ÉLECTRIQUES SUR UN ISOLANT PAR UN PINCEAU D'ÉLECTRONS.

On passe de l'un des dispositifs à mémoire electrostatique décrits en 2.1 au tube cathodique spécial correspondant, en remplaçant les p condensateurs élémentaires par une couche mince isolante métallisée sur une face (équivalente à une mosaïque de condensateurs) et les commutateurs par des pinceaux fins d'électrons dans le vide. On bénéficie ainsi de la rapidité caractéristique de l'électronique, et, pour employer le langage des spécialistes des machines à calculer, on réalise des mémoires à très court temps d'accès.

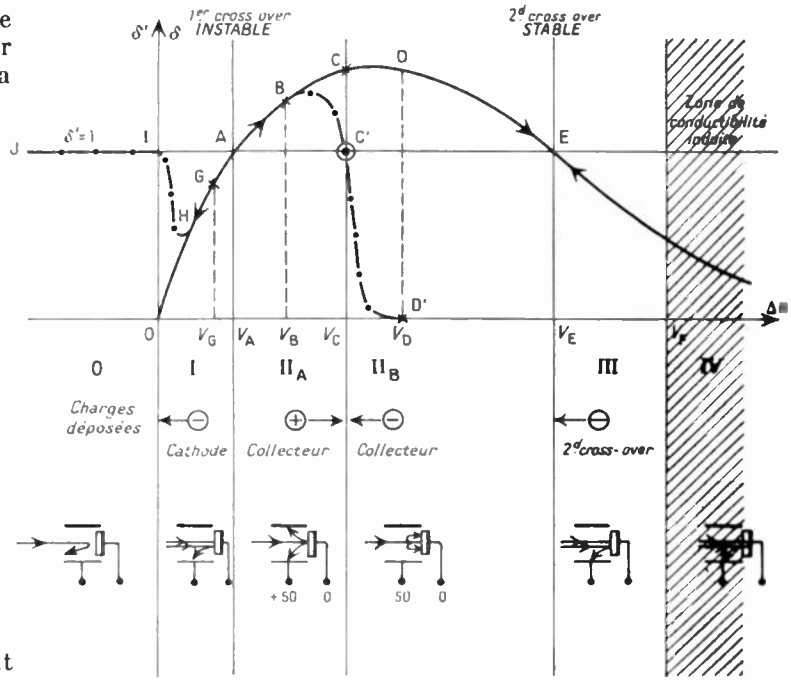


FIG. 4

En fait, la comparaison des tubes à mémoire réalisés aux systèmes définis plus haut n'est pas aussi simple, à cause des phénomènes d'émission secondaire des électrons par les matériaux frappés par le faisceau de commutation. Nous devrons donc, avant de poursuivre notre parallèle, rappeler sommairement les lois qui régissent cette réémission, tantôt souhaitable, tantôt gênante comme nous allons le voir.

2.2.1. — *Coefficient d'émission secondaire* δ.

C'est la valeur statistique du nombre d'électrons éjectés de la cible considérés par électron incident.

Ce coefficient δ dépend de nombreux facteurs, nature du matériau, angle d'incidence, etc... mais le paramètre le plus important est la vitesse d'impact, liée au potentiel d'accélération, c'est-à-dire à la différence de potentiel ΔV entre la cathode émissive et la face bombardée.

Pour ΔV inférieur à quelques dizaines de volts pour les diélectriques usuels, $\delta < 1$ et augmente avec la tension d'accélération. Puis deux phénomènes se produisent simultanément : d'une part le nombre d'électrons libérés par un électron incident croît avec l'énergie fournie, d'autre part, cet électron pénètre de plus en plus profondément dans la cible avant de s'arrêter et les électrons secondaires, de faible vitesse, alors formés ne peuvent plus atteindre la face libre et s'échapper dans le vide. Cette explication légitime l'allure de la courbe expérimentale $\delta = f(\Delta V)$ tracée suivant $OABCDEF$ (fig. 4). Les points A et E pour lesquels $\delta = 1$ sont respectivement appelés premier et second cross-over de la courbe d'émission secondaire.

2.2.2. — *Coefficient d'émission secondaire apparent* δ' (fig. 5).

Supposons qu'une couche mince diélectrique P déposée sur la plaque métallique Q soit entourée du cylindre collecteur T. Si à un instant donné,

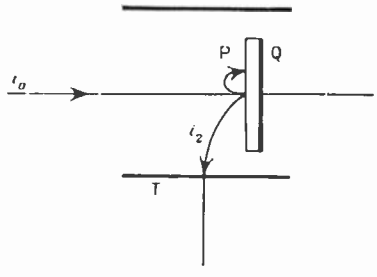


FIG. 5

nous recueillons dans le collecteur T un courant i_2 alors que l'isolant P est bombardé par un courant i_0, nous appelerons $\delta' = \frac{i_2}{i_0}$: coefficient d'émission secondaire apparent. δ' peut être très différent de δ, soit que certains électrons secondaires retombent sur la cible, soit que le faisceau primaire ne l'atteigne pas.

2.2.3. — *Dépôt d'une charge électrique sur une cible isolante.*

Nous distinguerons, suivant la figure 4, quatre cas différents :

$2.2.3_{\text{I}}$. — La différence de potentiel entre la cathode et la face frontale du diélectrique reste inférieure à V_A, premier cross-over de la courbe d'émission secondaire vraie. Quel que soit le potentiel du collecteur, légèrement positif ou négatif, pourvu qu'il n'empêche pas les électrons primaires d'atteindre la cible, les charges négatives déposées seront à chaque instant supérieures aux charges positives dues au départ des électrons secondaires puisque $\delta < 1$. Le potentiel de l'isolant va donc tendre vers les valeurs négatives suivant *GII* jusqu'à ce que les électrons incidents soient repoussés lorsque le potentiel de la cathode sera atteint. Le point figuratif de l'émission secondaire apparente se déplacera donc suivant *GIII*.

Si le potentiel initial de la face avant de l'isolant est inférieur à celui de la cathode, les électrons primaires n'atteignent jamais la cible, ils sont réfléchis et par extension de la signification de δ', nous écrirons $\delta' = 1$ en prolongeant *GIII* suivant *IJ* parallèle à *Ox*.

Le mode de dépôt de charges $2.2.3_{\text{I}}$ que nous venons de définir correspond aux balayages dits « *à électrons lents* » des tubes de prise de vue de télévision : orthicon, image orthicon, vidicon, etc...

$2.2.3_{\text{II A}}$. — Le potentiel d'accélération est tel que $\delta > 1$; collecteur *positif* par rapport à la cible au début du bombardement.

La face avant de l'isolant devient de plus en plus positive dans une première phase, tous les électrons secondaires étant collectés par l'électrode positive placée au voisinage de la cible. Lorsque le potentiel de la face libre du diélectrique atteint celui du collecteur, une fraction des électrons secondaires retombe sur la cible et un équilibre statistique s'établit tel que $\delta' = 1$. Le point figuratif de δ' s'est donc déplacé suivant *BC'*.

$2.2.3_{\text{II B}}$. — Le potentiel d'accélération est tel que $\delta > 1$; collecteur *négatif* par rapport à la cible au début du bombardement.

Les premiers électrons primaires créent des électrons secondaires qui retombent tous sur l'isolant dont la charge négative va par suite croître tandis que le courant collecté reste nul, c'est-à-dire $\delta' = 0$ (point *D'* de la fig. 4).

Lorsque le potentiel du diélectrique égale celui du collecteur, les électrons secondaires ne retombent plus que partiellement sur ce dernier et le même équilibre final que précédemment (II A) s'établit : $\delta' = 1$ et la courbe *D'C'* a été décrite par le point figuratif de l'émission secondaire apparente.

En résumé, les processus II A et II B dits « *à électrons rapides* » se distinguent du cas précédent $2.2.3_{\text{I}}$ de deux manières :

— il est possible de déposer à volonté des charges positives ou négatives ;

— le potentiel du collecteur joue un rôle fondamental lors de l'établissement de l'état d'équilibre.

$2.2.3_{\text{III B}}$. — *Electrons très rapides.*

Le potentiel d'accélération est supériel à V_E, second cross-over de la courbe d'émission secondaire vraie d'où $\delta < 1$.

Au début du bombardement, tout se passe comme en *I*, mais δ augmente progressivement au fur et à mesure que la face avant du diélectrique se charge négativement. Une fois la valeur V_E atteinte, le potentiel se stabilise $\delta = \delta' = 1$. Le point *E* correspond à un équilibre stable, alors qu'il n'en était pas de même dans le cas *I* pour le point *A*, premier cross-over de la courbe d'émission secondaire.

$2.2.3_{\text{IV}}$. — *Conductibilité induite.*

Nous venons d'examiner les conséquences de la forme de la courbe $\delta = f(\Delta V)$ sans souci du mécanisme de formation des électrons secondaires à l'intérieur de la couche diélectrique, en particulier nous avons implicitement supposé que la cible se comportait comme un bon isolant. Cette hypothèse n'est plus valable si les électrons primaires possèdent une énergie suffisante pour traverser complètement le diélectrique.

Le potentiel de la face avant de la cible dépend alors, non seulement des charges déposées par le faisceau primaire en tenant compte de l'émission secondaire, mais encore des charges provenant de la face arrière pendant la durée de la conductibilité « induite » dans le matériau constituant la couche diélectrique. Ces charges sont le plus souvent les

plus importantes, il devient alors possible de charger la cible positivement ou négativement suivant le signe de la polarisation de la face arrière de la cible.

Naturellement, la région IV de la figure 4 ne se situe pas forcément dans la zone $\Delta V > V_E$, tout dépend de la nature et de l'épaisseur du matériau.

2.2.4. — L'exposé en 2.2.3 des différents modes de dépôt de charges sur un isolant par un faisceau électronique a été volontairement simplifié ; nous avons notamment supposé :

— que les vitesses initiales des électrons émis par la cathode étaient négligeables, ce qui n'est pas le cas en I ;

— que les vitesses initiales des électrons secondaires restaient suffisamment faibles pour que le potentiel d'équilibre soit celui du collecteur en II_A et II_B ;

— que le passage III-IV s'effectuait brusquement pour un potentiel V_F déterminé, alors que la conductibilité induite apparaît progressivement lorsque la tension d'accélération augmente, tout au moins pour un isolant.

Mais, si l'étude détaillée des phénomènes devient rapidement complexe, elle ne modifie en rien la classification établie ci-dessus.

Pour donner une idée des phénomènes réels, indiquons que pour les isolants couramment utilisés : mica, silice, sulfure de zinc, etc...

— le premier cross-over se situe entre 50 et 100 volts ;

— le second cross-over au-dessus de quelques milliers de volts ;

— la conductibilité induite pour une couche isolante de 0,5 μ d'épaisseur est correctement utilisable avec des tensions d'accélération de l'ordre de 8 à 10 000 V ;

— le coefficient d'émission secondaire maximum dépasse fréquemment 2.

3. Principaux tubes cathodiques à mémoire électrostatique.

A l'aide des éléments que nous venons de passer en revue, il serait aisé de concevoir quelques dizaines de combinaisons principales et de nombreuses variantes secondaires. Cependant, le nombre de types de tubes existant réellement reste très faible. La raison en est simple : les difficultés techniques et par suite le coût des études, ont élevé des obstacles difficiles à franchir entre les désirs des chercheurs et les réalisations concrètes.

Ainsi, n'est-ce que sous la pression des besoins bien définis que quelques tubes à mémoire sont récemment passés au stade industriel. C'est le motif pour lequel nous n'avons pas voulu dissocier dans l'étude qui va suivre chaque tube de ses applications.

3.1. — Barrier Grid Storage Tube.

Ce tube a été imaginé par Jensen, Smith, Mesner et Flory et réalisé sous le nom de « Radechon » dans les Laboratoires RCA en 1947 (2), (3).

3.1.1. — *Principe.*

C'est un tube à un seul canon qui sert à la fois pour l'inscription et la lecture conformément au schéma de base de la figure 1.

Afin d'enregistrer des signaux des deux polarités, le mode d'inscription choisi correspond aux cas II_A et II_B, émission secondaire supérieure à l'unité.

Dans les deux cas, l'émission secondaire apparente tend vers l'unité lorsque la face avant de la cible se rapproche de son potentiel d'équilibre, défini par le collecteur ; un certain nombre d'électrons (proportionnel à $\delta - 1$) retombe donc sur le diélectrique suivant une répartition spéciale qui dépend de la forme des électrodes ainsi que des charges déjà présentes à la surface de l'isolant. Ces électrons vont donc modifier le relief de charges que nous désirons créer sans que l'erreur ainsi introduite puisse pratiquement être soumise au calcul.

Ce défaut a été éliminé dans le « Barrier Grid Storage Tube » en disposant une grille à mailles très fines et à grande transparence à quelques centièmes de mm de la surface du diélectrique. Dans le cas II_B (point D' de la fig. 4), les électrons secondaires sont contraints, par le champ retardateur de la grille, de retomber au voisinage immédiat du point d'impact (fig. 5) ; la grille évite ainsi une perturbation des charges déjà déposées, et améliore la définition.

Suivant le processus II_A, les électrons secondaires sont collectés, partiellement par la grille (i'_2) par une électrode collectrice (i''_2) supplémentaire ;

$$\delta' = \frac{i_2}{i_0} = \frac{i'_2 + i''_2}{i_0}$$

Le rapport $\alpha = i''_2/i_2$ dépend principalement de la transparence de la grille. L'utilité de la grille est ici double :

— d'une part fixation du potentiel d'équilibre comme en II_B ;

— d'autre part séparation de la collecte d'une fraction constante de i_2.

Ce dernier point est important car le collecteur de i''_2 peut être électrostatiquement découplé, alors que la grille qui reçoit le courant i'_2 présente obligatoirement par rapport à la plaque support du diélectrique une capacité élevée de l'ordre de 1 000 pF.

Les fonctions : fixation du potentiel de la cible, et collecte du courant donnant le signal de sortie peuvent ainsi être séparées.

3.1.2. — *Réalisation.*

Les figures 6, 7 et 8 montrent d'abord schématiquement un tube TCM 12 CSF puis ses éléments constitutifs : canon-collecteur-grille et cible, enfin un tube terminé.

La cible est formée d'une pellicule de l'ordre de 20 μ d'épaisseur d'alumine obtenue par oxydation

anodique de la plaque support d'aluminium. La grille de cuivre, électroformée, possède une transparence supérieure à 60 % pour 20 mailles/mm. Dans les tubes similaires « Radechon » RCA et BELL, la cible est en mica en contact avec une grille tissée.

Les canons délivrent un courant de faisceau de l'ordre de 3 μA pour les tubes à définition élevée : plus de 100 points par diamètre, mais si l'on se contente de 40 à 50 points, on peut utiliser un canon autorisant 30 à 50 μA dans le faisceau primaire.

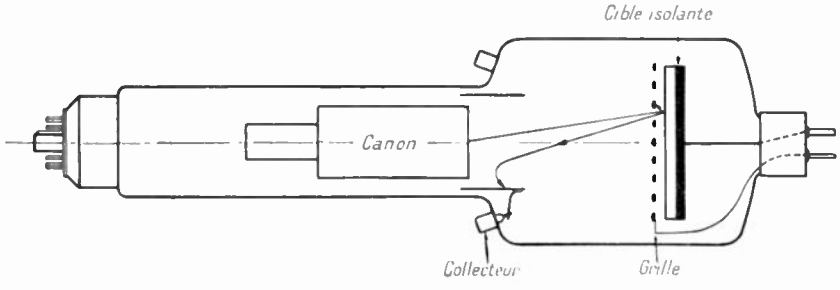


FIG. 6

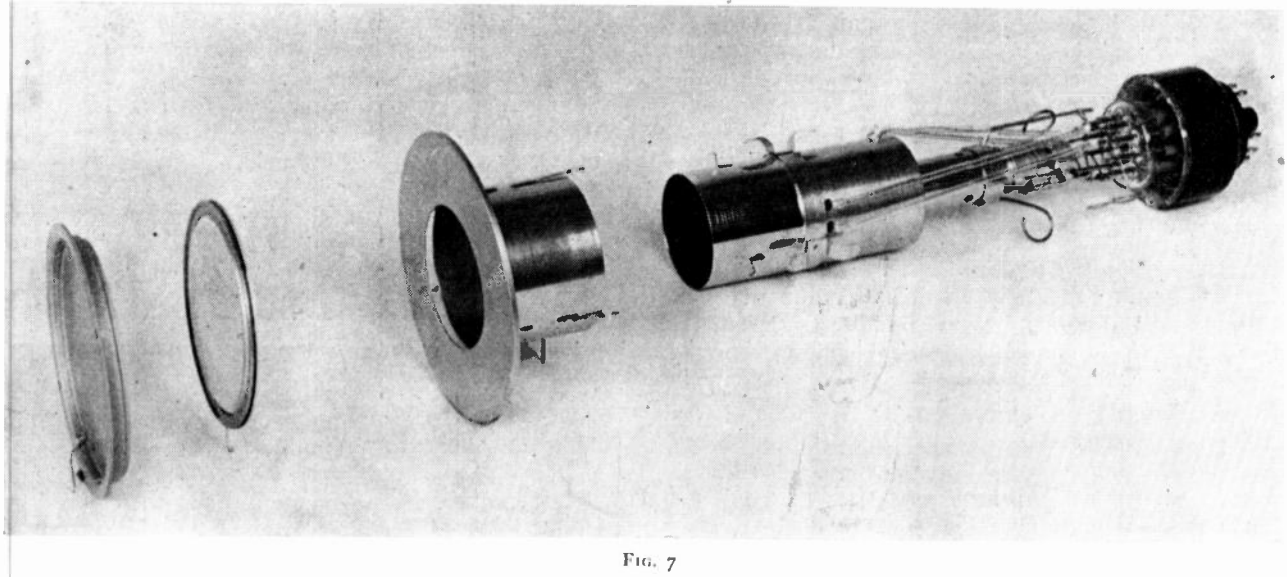


FIG. 7

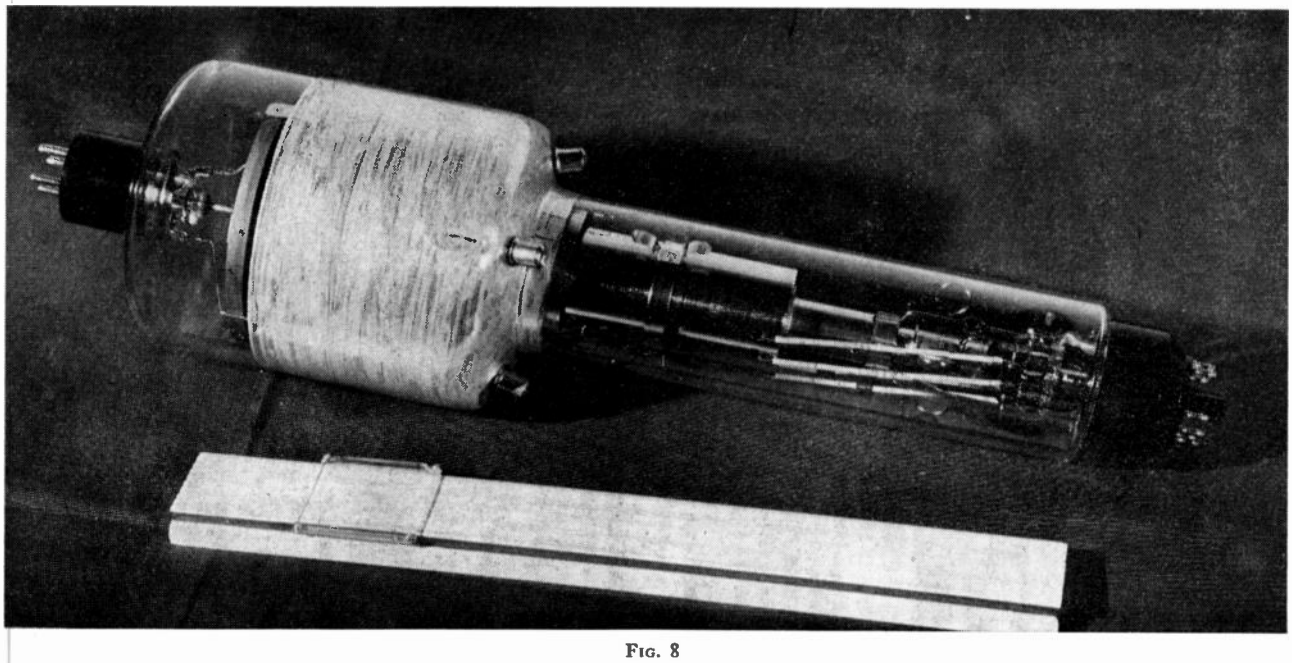


FIG. 8

3.1.3. — *Utilisation.*

Usuellement, l'inscription et la lecture ont lieu successivement. L'inscription peut s'effectuer soit à courant de faisceau constant. la différence de potentiel à enregistrer étant appliquée entre la grille et la plaque support de la cible, soit à courant de faisceau modulé par le wehnelt, la polarisation grille-cible restant constante. Dans les deux cas, l'équilibre peut être atteint ou non pour chaque point de l'isolant suivant les valeurs du courant de faisceau, de la vitesse de balayage, du diamètre du spot, de l'épaisseur du diélectrique et du coefficient d'émission secondaire.

Pendant la lecture, le signal de sortie est obtenu aux bornes de la résistance de charge de la cible elle-même, ou du collecteur auxiliaire.

Comme on peut écrire à chaque instant (1) :

$$\alpha\, i_0 = i_1 + i_2 = \text{const.}$$

le signal $i''_2 = \alpha\, i_2 = \alpha\,(i_0 - i_1)$ recueilli sur le collecteur et le signal i_1 dans la plaque support de cible sont de polarité contraire :

$$\Delta\, i''_2 = -\alpha\, \Delta\, i_1$$

Cette remarque va nous servir lors de l'emploi du tube comme soustracteur.

3.1.3$_1$. — *Tube Magasin.* — Nous disons que le Barrier Grid Storage Tube est utilisé comme magasin lorsque nous lui demandons de restituer les éléments d'une fonction, dans un ordre quelconque dans le temps, mais sans altération.

Comme premier exemple, citons les travaux des « Bell Telephone Lab. » (1). En vue d'applications à la commutation téléphonique, on désire enregistrer jusqu'à 128×128 informations discrètes en un temps extrêmement court, de l'ordre de la microseconde pour chaque information, et récupérer ensuite les renseignements « tout ou rien » emmagasinés dans un ordre complètement arbitraire.

Pour cela, chaque signal débloque le wehnelt du canon d'inscription pendant que les tensions appliquées aux plaques de déviation X et Y définissent la position de la charge déposée sur le diélectrique de la cible. Lors de la lecture, on explorera rapidement la cible afin de savoir si un signal a été inscrit ou non pour les coordonnées d'identification x et y.

Un tel emploi du tube peut être envisagé pour des mémoires à très court temps d'accès de machines à calculer numériques. Mais le plus souvent, on désire garder en réserve une fonction d'amplitude variable en fonction du temps, par exemple pour effectuer une transposition de fréquence : un phénomène transitoire est enregistré pendant quelques millisecondes sur la cible à mémoire, un balayage plus lent à la lecture nous permet d'étudier plus commodément le phénomène sur une fonction à échelle des temps dilatée.

Une autre application consiste à utiliser le tube à mémoire pour décaler une fonction dans le temps sans la modifier, pour permettre des opérations de corrélation par exemple. Pour un fonctionnement permanent deux tubes sont alors nécessaire : l'un d'eux inscrit tandis que l'autre lit, pendant un balayage, les rôles sont inversés au balayage identique suivant à l'aide d'une commutation automatique.

Une réalisation moins classique vient d'être mise au point par M. Le Parquier pour un système de détection de coïncidences inclus dans le radar à élimination de parasites CSF : le tube fonctionne à courant de faisceau constant (modulation appliquée entre grille et cible). Si le même signal est appliqué, lors de deux balayages successifs identiques, lorsque le faisceau frappe un point donné de la cible, nous recueillerons sur le collecteur :

— lors du premier balayage un signal opposé au signal d'inscription ;

— lors du deuxième balayage un signal nul, car le diélectrique a été porté au potentiel de la grille au moment de la première inscription, le faisceau trouve donc lors du deuxième balayage un point dont le potentiel ne diffère pas de celui des points voisins.

Un raisonnement plus complet s'appuyant sur la relation $\Delta i''_2 = -\Delta i_1$ montre que si nous inscrivons lors de balayages successifs identiques des fonctions $f_1(t)$, $f_2(t)$, etc..., nous recueillerons sur le collecteur successivement des fonctions proportionnelles à $-f_1(t)$, $f_1(t) - f_2(t)$,...

Des circuits comprenant des amplificateurs convenablement prévus nous permettent d'ajouter pendant chaque balayage le signal d'inscription sur la cible et le signal de lecture sur le collecteur. Le résultat se déduit du tableau ci-dessous :

Temps	Lecture		Inscription		Sommes
$0 - T$	$0 - f_1(t)$	$+$	$f_1(t)$	$=$	0
$T - 2T$	$f_1(t) - f_2(t)$	$+$	$f_2(t)$	$=$	$f_1(t)$
$2T - 3T$	$f_2(t) - f_3(t)$	$+$	$f_3(t)$	$=$	$f_2(t)$

Nous pouvons donc récupérer $f_2(t)$ lors du troisième balayage pendant même que $f_3(t)$ est en train de s'inscrire. *Un seul tube* suffit ainsi pour introduire en permanence en retard T, c'est-à-dire transformer une fonction $f(t)$ en $f(t + T)$.

3.1.3$_2$. — *Tube intégrateur.* — Nous avons jusqu'ici supposé que le courant de faisceau était suffisamment intense et la vitesse de balayage suffisamment faible pour que chaque point du diélectrique soit constamment chargé au potentiel d'équilibre correspondant au signal inscrit. Mais nous pouvons aussi nous placer dans des conditions telles que chaque condensateur élémentaire soit utilisé au début de sa courbe de charge. Nous pourrons alors obtenir une addition de différentes inscriptions

(1) α est le coefficient de transparence de la grille pour les électrons.

successives. La première application de ce type a été décrite par HARRINGTON et ROGERS (5) en octobre 1950. Un signal ayant la périodicité du balayage et noyé dans le bruit de fond était inscrit une dizaine de fois. Une lecture unique permettait de prélever la somme des signaux inscrits. Comme le signal utile revenait à chaque balayage exactement au même point de la cible, alors que les pointes de « souffle » étaient par nature réparties au hasard, un gain notable sur le rapport signal/souffle était observé lors de la lecture. La théorie montre en effet que le signal de sortie utile doit être n fois plus grand que pour une seule inscription alors que la racine du carré moyen du souffle croît seulement comme $\sqrt{n}$, n représentant le nombre d'inscriptions.

La figure 9 montre une telle expérience réalisée

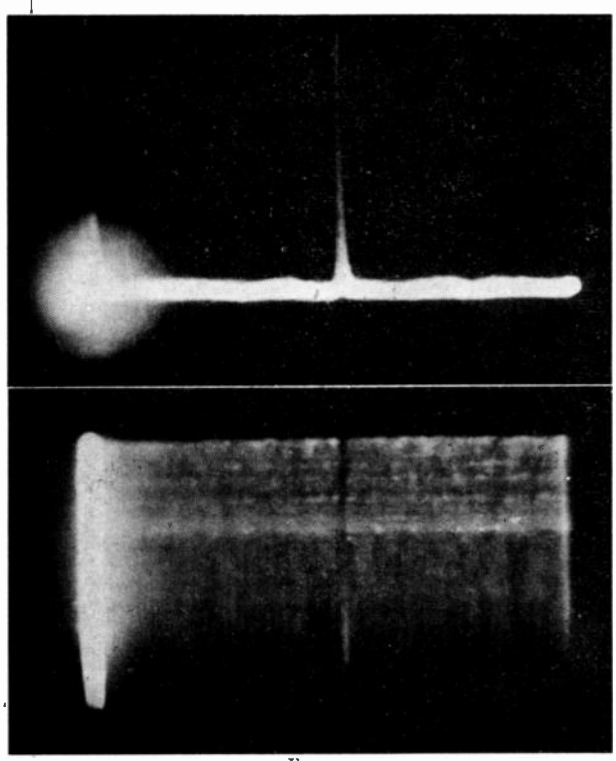


FIG. 9

au moyen d'un tube TCM 12 CSF : le signal d'entrée positif d'une durée de 2 µs est noyé dans « l'herbe » et inscrit 16 fois ; le signal de sortie, sur le collecteur, est négatif et bien dégagé du fond parasite, comme prévu.

3.1.3$_3$. — *Tube soustracteur.* — Nous avons montré en 3.1.3$_1$ dans quelles conditions d'emploi la soustraction de 2 fonctions $f_1(t)$ et $f_2(t)$ était effectuée par le tube lui-même.

On sait que, dans un radar à élimination d'échos fixes, on dispose de signaux video de même amplitude pour un écho fixe, alors qu'un but mobile donne, d'une exploration élémentaire à la suivante un signal d'amplitude variable. Le problème est donc d'effectuer une soustraction entre des trains de signaux se répétant à la fréquence de récurrence (50 à 2 000 fois par seconde). Cette opération s'effectue usuellement au moyen d'une ligne à retard ; le temps de retard impose alors la cadence de répétition et le réglage de cette synchronisation reste très aigu. Le tube cathodique à mémoire électrostatique nous affranchit de cette servitude.

La figure 10 montre d'une part le résidu après soustraction de 2 signaux identiques (écho fixe) qui met en évidence les imperfections du tube, d'autre part 2 signaux successifs pour un écho

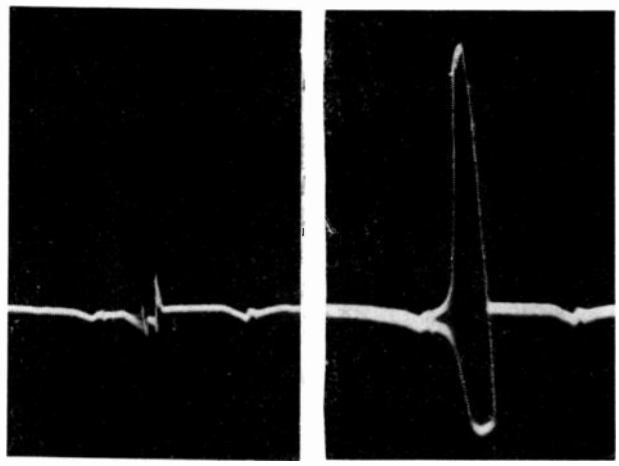


FIG. 10

mobile afin de donner l'ordre de grandeur du rapport/signal utile/imperfections (tube TCM 12 CSF).

3.1.4. — *Conclusions relatives au « Barrier Grid Storage Tube ».*

Nous venons de donner un aperçu sommaire des types d'applications possibles ; il nous apparaît qu'un tel tube, malgré son unique canon permet déjà de résoudre de nombreux problèmes de mémoire. Cependant le compromis demandé entre résolution, vitesse d'inscription, durée maximum de stockage des informations, etc..., n'est pas le même suivant le but poursuivi.

Ceci explique que les 3 tubes réalisés jusqu'ici : Radechon RCA, tube BELL et TCM 12 CSF aient des caractéristiques nettement différentes. Il paraît difficile de mettre au point un tube universel répondant à tous les besoins, aussi les perfectionnements en cours aboutiront-ils sans doute à la stabilisation de deux ou trois modèles dans les années à venir.

3.2. — TUBE HERGENROTHER A GRILLE DE COMMANDE (Raytheon QK 461).

3.2.1. — *Principe.*

Imaginons que nous ayons percé d'un grand nombre de trous équidistants la cible d'un « Barrier Grid Storage Tube » et disposé une électrode conductrice supplémentaire derrière le support de cible ainsi troué. Nous obtenons ainsi le tube schématisé figure 11 proposé en 1950 par HERGENROTHER

(6). Rien n'est changé par rapport au tube précédent pour la phase « inscription » qui a lieu usuellement suivant II_A. Par contre, une nouvelle possibilité nous est offerte pour la lecture ; en amenant la cible à un potentiel voisin de celui de la cathode

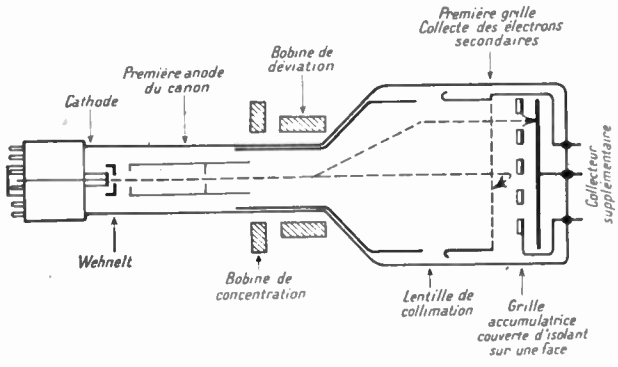


FIG. 11

les électrons arrivent au niveau des trous de la cible avec une vitesse presque nulle ; si l'isolant a été chargé négativement lors de l'inscription, ils sont repoussés ; dans le cas d'une charge légèrement positive, ils traversent la cible pour frapper la nouvelle électrode de collecte maintenue positive pendant la lecture. Chaque ouverture dans la cible joue donc le rôle d'un wehnelt auxiliaire ou d'une grille de lampe triode. Nous avons réalisé le schéma général de la figure 3. Naturellement, une infinité de balayages de lecture est théoriquement possible si aucun électron primaire ne frappe l'isolant pendant cette phase.

3.2.2. — *Réalisation.*

La plaque support de cible, massive dans le « Barrier Grid Storage Tube » est ici remplacée par une grille fine électroformée à 20 mailles/mm, sur laquelle est évaporée une couche de quelques microns d'épaisseur de fluorure de calcium. Le diamètre utile reste de l'ordre de 50 mm.

Comme la charge à déposer sur l'isolant pour empêcher juste de passer les électrons du faisceau lecteur dépend de l'incidence de leur trajectoire, une bonne uniformité ne sera obtenue entre le centre et les bords de la cible que si tous les électrons de lecture arrivent normalement sur la grille de commande. La construction du tube est de ce fait légèrement compliquée par la présence, au voisinage de la cible, d'une lentille de collimation dont le foyer coïncide avec le centre de déflexion du faisceau.

3.3.3. — *Utilisation.*

L'exemple le plus typique est l'enregistrement d'une image unique de télévision suivi d'un grand nombre de lectures identiques, le signal de sortie commandant la modulation d'un récepteur de télévision usuel. L'image apparaît alors pendant le temps désiré comme si le tube récepteur était doué d'une rémanence idéale. En pratique, plusieurs milliers de balayages de lecture sont possibles, soit pour 50 trames/s, une durée d'observation confortable de plusieurs minutes.

Nous avons déjà signalé que le mode d'inscription ne différait pas de celui du Barrier Grid Storage Tube, l'addition de *n* inscriptions est donc autorisée, par exemple pour une réduction du rapport souffle/signal utile dans une image radar ou une image fixe de télévision.

Des applications variées sont faciles à imaginer, chaque fois qu'une rémanence longue est nécessaire, mais l'appareillage complet présentera toujours une certaine complication, aussi le tube récepteur à entretien d'image concurrence-t-il dans de nombreux cas le tube intermédiaire QK 464 associé à un récepteur classique.

3.3. — TUBE A CONDUCTIBILITÉ INDUITE.

3.3.1. — *Principe.*

Imaginé et réalisé par L. PENSAK en 1949 sous le nom de « Graphecon », ce tube à mémoire comprend essentiellement une couche diélectrique suffisamment mince (0,5 μ) pour être traversée (sans destruction) par les électrons rapides (10 000 V) du canon d'inscription. Pendant cette traversée, un grand nombre d'électrons secondaires internes sont créés et l'isolant devient momentanément conducteur, permettant par suite la décharge rapide de l'élément de condensateur bombardé (mode IV).

Par contre, les électrons du canon de lecture moins accélérés (1 000 à 1 500 V) ne traversent pas l'isolant et rétablissent à sa surface le potentiel d'un collecteur suivant les processus II_A ou II_B.

Le schéma général de fonctionnement est donc à rapprocher de celui de la figure 2 dans lequel le commutateur de lecture rechargerait à un potentiel constant les condensateurs tandis que le commutateur d'inscription les court-circuiterait à travers une résistance variable en fonction du signal d'inscription.

3.3.2. — *Réalisation.*

Sous sa forme moderne, à canons coaxiaux, le tube doit posséder une cible transparente aux électrons rapides, c'est-à-dire que la couche isolante d'épaisseur inférieure à 1 μ doit être rendue conductrice sur une de ses faces par une couche métallique de très faible épaisseur, 1/10 de micron par exemple,

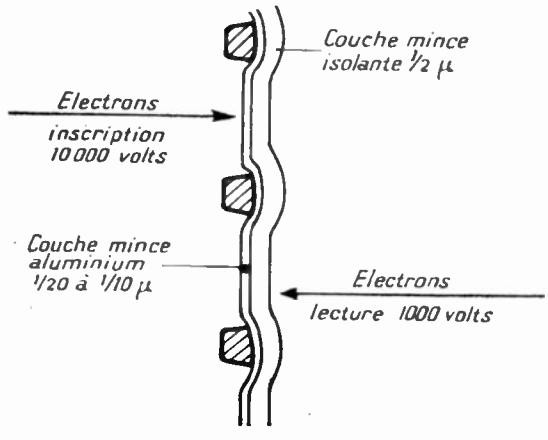


FIG. 12

afin d'éviter un ralentissement nuisible des électrons d'inscription. Un tel ensemble demeure beaucoup trop fragile pour que la réalisation d'une cible de quelques centimètres de diamètre soit possible. La difficulté est tournée en déposant les couches minces de métal et d'isolant sur une grille très transparente (65 à 70 %) à mailles très fines (20 mailles/mm) et d'épaisseur suffisante (10 μ) pour conférer à l'ensemble une bonne solidité (fig. 12).

On trouvera ci-dessous la constitution des deux modèles de tube à conductibilité induite réalisés :

	Graphecon RCA	TMA 403 CSF
Inscription...	Concentration magnétique et déviation magnétique.	Concentration statique et déviation magnétique
Lecture	Concentration et déviation magnétique.	Concentration et déviation statiques.
Cible	Isolant (F_2Mg)	Semi-conducteur SZn activé.
		NB. Photo fig. 13

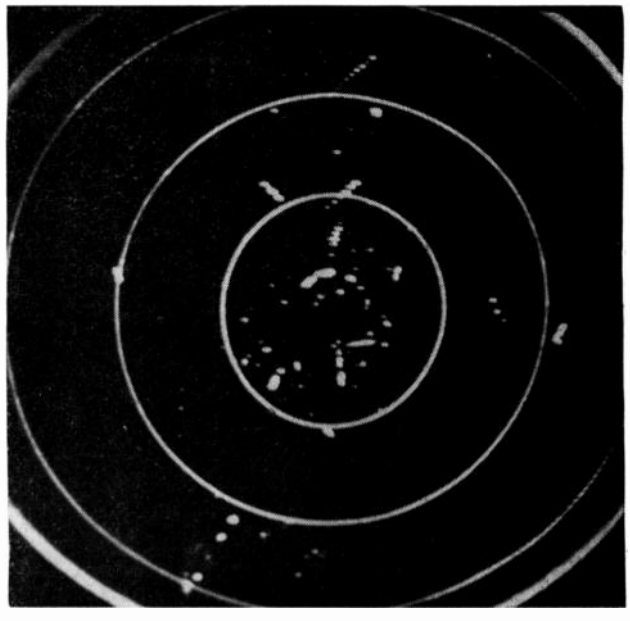


Fig. 14

de balayages de lecture est nécessaire pour qu'un élément de mémoire déchargé par le faisceau d'inscription retrouve son état d'équilibre ; le temps correspondant peut ainsi atteindre, pour 50 images TV par seconde, plusieurs dizaines de secondes

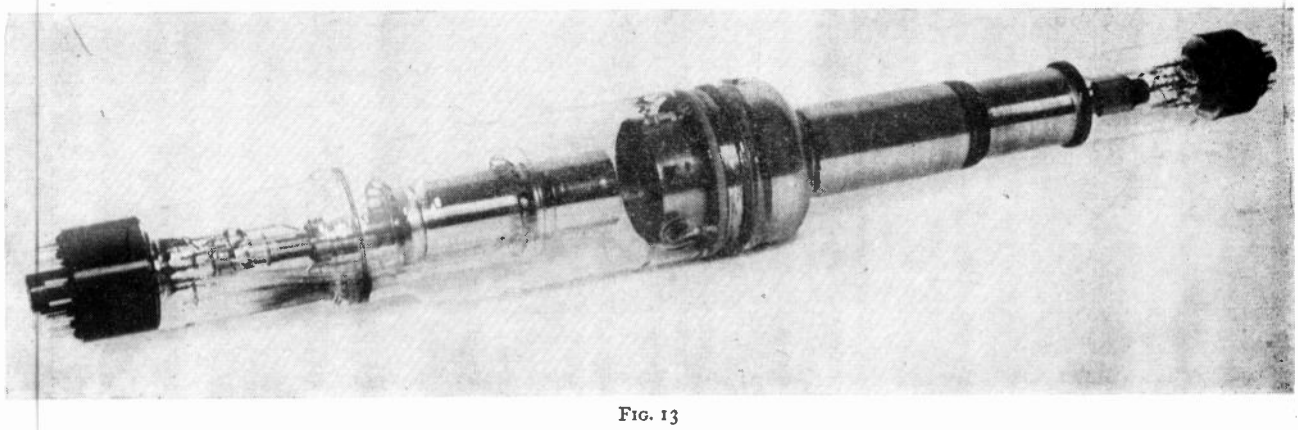


Fig. 13

3.3.3. — *Applications.*

Ce tube a été principalement développé pour assurer une transformation de normes radar PPI-Télévision sans passer par l'intermédiaire d'un système optique, c'est-à-dire d'une prise de vue de l'image d'un tube indicateur à poudre fluorescente.

A cet effet, l'image radar est inscrite en coordonnées polaires avec modulation du wehnelt du canon d'inscription, tandis que le canon de lecture balaye à courant de faisceau constant la cible, côté isolant, suivant un balayage TV. Le potentiel de charge de la surface libre de l'isolant peut atteindre 30 à50 V. Comme la capacité de la cible est très grande à cause de la faible épaisseur (0,5 μ) du diélectrique et que le courant de faisceau de lecture reste faible (1 μA par exemple), un grand nombre d'où l'impression de rémanence exceptionnelle donnée par l'écran du récepteur usuel TV sur lequel l'image est observée.

La figure 14 représente une image TV obtenue à partir des signaux video du radar à élimination d'échos fixes d'Orly (Tube de laboratoire TMA 402 X – 1954).

La figure 15 est une photographie d'un récepteur de télévision (standard européen 625 lignes) sur lequel apparait l'image fournie par un radar installé sur le toit de la Société Française Radioélectrique à Levallois (Tube modèle développement TMA 403).

La définition du tube à mémoire est suffisante (450 points à 50 % modulation) pour que la limitation provienne de la retransmission télévision. De plus, grâce à la rémanence de la cible du tube TMA 403, on peut repérer aisément les trajectoires d'avions survolant la région parisienne ; on distingue

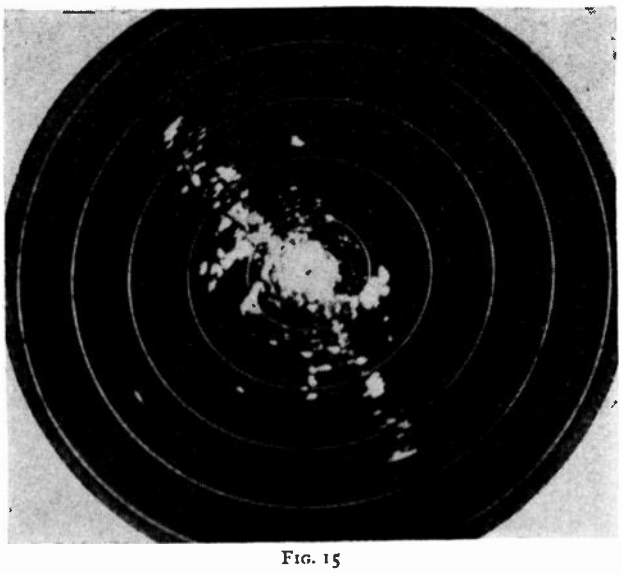


FIG. 15

sans difficulté des « plots » successifs correspondant à une dizaine de tours d'antenne.

D'autres applications des tubes à mémoire à conductibilité induite ont été proposées, notamment l'oscillographie des régimes transitoires, mais les expérimentations dans ce domaine n'ont pas été suivies jusqu'ici de développement industriel.

Signalons pour terminer ce paragraphe qu'un tube à canons coaxiaux ne faisant pas appel à la conductibilité induite a été proposé par RCA sous le nom de METRECHON (8). Il s'agit d'une cible diélectrique double face avec inscription en émission secondaire supérieure à un type II_A — II_B et lecture en électrons lents suivant I. Ce tube semble être resté au stade laboratoire.

3.4. — TUBES RÉCEPTEURS A ENTRETIEN D'IMAGE.

3.4.1. — *Principe.*

Après de nombreuses variantes étudiées en laboratoire, notamment par Van HAEFF (9), les différents modèles ont évolué vers le type de tube appelé par KNOLL « Direct Viewing Storage Tube » (10) dérivé du principe déjà exposé à l'occasion du tube Hergenröther (3.2.1).

Imaginons qu'on remplace simplement dans ce tube le collecteur auxiliaire par un écran fluorescent aluminié, nous pourrons lors de la lecture examiner l'image pendant un temps arbitraire. Nous disposerons donc d'un tube récepteur à rémanence théoriquement infinie. Cependant, la luminosité sera celle d'un tube cathodique ordinaire, le spot frappant chaque point de l'écran pendant un temps très court à chaque balayage. Pour augmenter la brillance, disposons à la place du canon usuel, un canon spécial dit d'entretien qui envoie, après collimation, un faisceau parallèle simultanément sur tous les points de l'écran.

Comme un tel canon « d'arrosage » ne peut servir de canon d'inscription, nous plaçons un deuxième canon, type oscilloscope, à côté du précédent. Nous obtenons ainsi le schéma de la figure 16.

Le canon d'inscription inscrit des charges positives sur l'isolant qui recouvre la grille (II_A) suivant l'image à faire apparaître. Les pinceaux du faisceau d'entretien correspondant aux points inscrits traversent la grille et vont illuminer immédiatement et en permanence l'écran fluorescent.

Pour effacer, c'est-à-dire ramener l'isolant au potentiel uniforme initial, il suffit de porter grille

Résumé des emplois des différents tubes « signaux – signaux »

			Inscription	Lecture	
1 canon	Barrier grid storage tube	BELL	1	1	Tube magasin : Tout ou rien (Bell Telephone)
		RCA			Tube magasin : Eliminateur de parasites (CSF)
		CSF	*n*	1	Tube intégrateur : Amélioration *signal* souffle
			1	1	Tube soustracteur : Radar à élimination d'échos fixes (CSF)
2 canons coaxiaux	Tube Hergenröther (Raytheon)		1 *a* *n*	∞	Tube intégrateur + Rémanence
	Graphecon (RCA)		1 *a* *n*	*N*	Transformation de normes + Rémanence (PPI - TV)
	TMA 403 (CSF)				
	Metrechon (RCA)		1 *a* *n*	∞	

accumulatrice et grille collectrice auxiliaire à des potentiels tels que tous les électrons du faisceau d'entretien tombent sur l'isolant et lui donnent, par émission secondaire, le potentiel, convenablement ajusté pour cette phase, de la première grille collectrice.

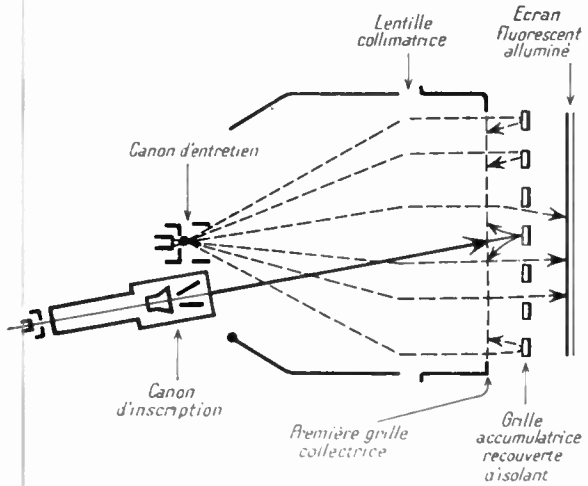


FIG. 16

3.1.2. — *Réalisations.*

Sous des noms différents, quatre laboratoires ont, à notre connaissance, développé ce type de tube.

RCA : Direct Viewing Storage Tube de Knoll ; un modèle de 12 cm de diamètre est en cours de développement. 6866

CSF : Tube à entretien d'image de 25 cm de diamètre (+).

Farnsworth : Iatron, écran inférieur à 5 cm, tube destiné à la projection. Une autre particularité de ce tube est un canon d'inscription à déviation magnétique (très incliné sur l'axe du tube).

Hughes : Tonotron.

Tous ces tubes permettent d'obtenir des demi-teintes et bénéficient à l'inscription de l'effet d'intégration si on le désire. Il n'en est pas de même du tube Hughes dénommé Memotron destiné à l'inscription « tout ou rien » par exemple pour l'usage oscillographique, mais le principe de base reste le même ainsi que la constitution du tube.

3.1.3. — *Utilisations.*

Les tubes à entretien d'image seront certainement utilisés, dans un proche avenir, chaque fois qu'une grande luminosité et qu'une grande rémanence seront demandées à un récepteur (5 minutes par exemple). De nombreuses applications radar se font jour dès maintenant et les tubes sont continuellement perfectionnés à cette occasion.

Un champ d'application important sera l'oscillographie des transitoires rapides, mais pour le moment, la vitesse d'inscription ne peut guère descendre au-dessous de quelques microsecondes par point, ce qui reste nettement inférieur aux performances d'un tube oscillographique conventionnel à post-accélération.

Nous avons indiqué en 3.4.1 que les tubes à entretien d'image possédaient une rémanence réglable. Suivant les applications, on peut provoquer un effacement progressif ou brutal, mais qui agit uniformément sur tous les points de l'écran. En vue

(*) La figure 17 représente un tube de laboratoire.

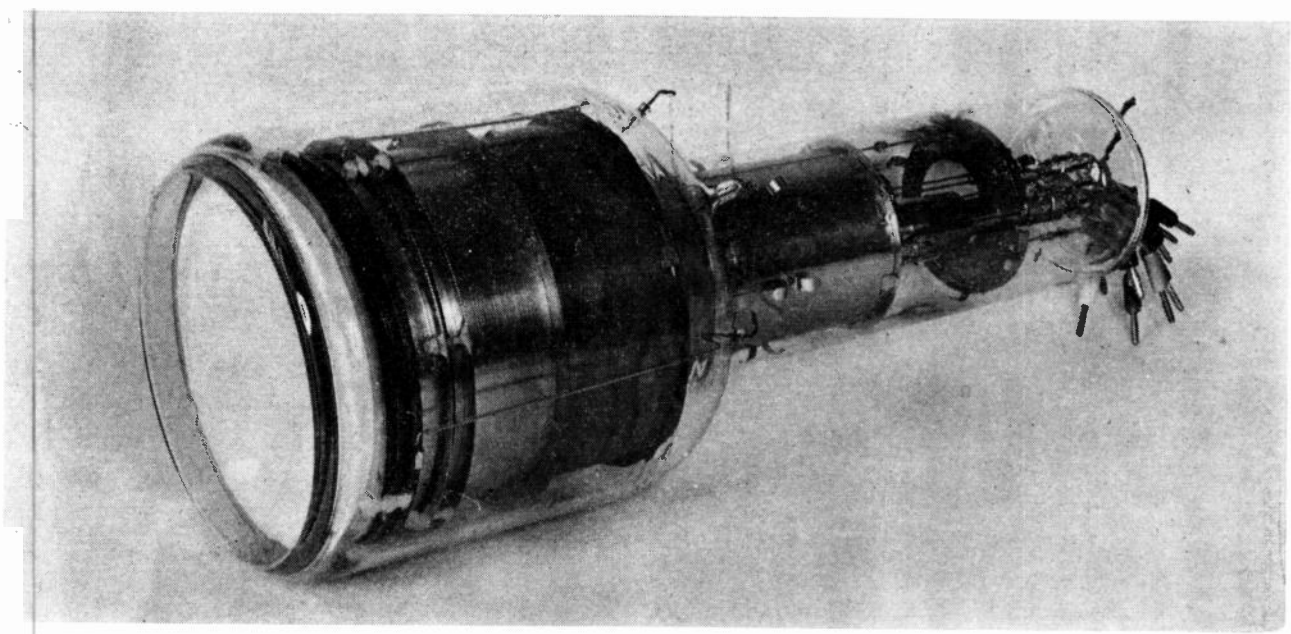


FIG. 17 (*Photographies C.S.F.*)

d'augmenter encore la souplesse d'emploi, les laboratoires RCA ont réalisé un tube comportant un troisième canon, destiné à effacer sélectivement la région désirée de l'écran. Le schéma d'un tel tube est reproduit sur la figure 18 (11).

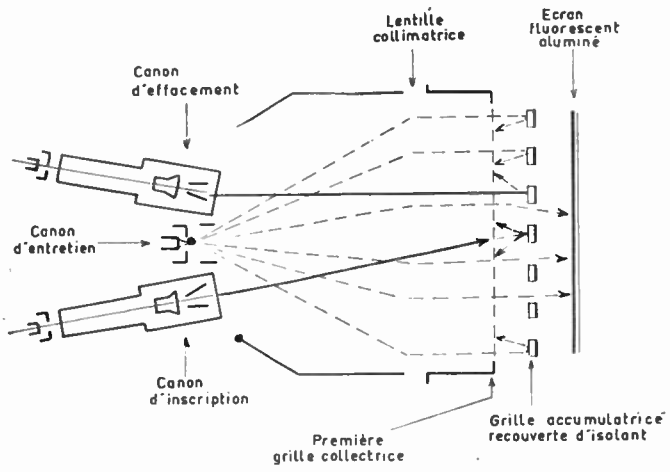


FIG. 18

4. Conclusions.

Nous venons d'effectuer un tour d'horizon que le spécialiste trouvera certes trop sommaire sur le plan technique et technologique, mais notre but a été principalement de souligner auprès des utilisateur possibles :

— d'une part que divers modèles de tubes à mémoire étaient déjà sortis de la phase laboratoire pour être industrialisés sur une petite échelle ;

— d'autre part qu'un grand nombre de problèmes pouvaient déjà être résolus avec les tubes existants, dont nous avons donné les caractéristiques essentielles.

Aussi, peut-on considérer que les applications citées ne sont qu'un commencement, qui préfigure un développement certain dans les années à venir.

BIBLIOGRAPHIE

[1] *Storage Tubes and their Basic Principels*, M. KNOLL et B. KAZAN (John Wiley and Sons, Editeur, 1952).
On trouvera une bibliographie complète à la fin de cet ouvrage, à jour jusqu'en 1951.

[2] *Barrier Grid Storage Tube and its Operations*, A. S. JENSEN, J. P. SMITH, M. H. MESNER et L. E. FLORY (RCA Review, Mars 1948).

[3] *The Radechon, A Barrier Grid Storage Tube*, A. S. JENSEN (RCA Review, Juin 1955).

[4] *Digital Memory in Barrier-Grid Storage Tube*, HINES, CHRUNEY et Mc CARTHY (B. S. T. J., Novembre 1955).

[5] *Signal-to-Noise Improvement Through Integration in a Storage Tube*, J. V. HARRINGTON et T. F. ROGERS (Proc. Inst. Rad. Eng., Octobre 1950).

[6] *Single-Gun Storage Tube Writes, Reads and Erases*, R. C. HERGENROTHER et A. S. LUFTMAN, (Electronics, Mars 1953).

[7] *The Graphecon*, L. PENSAK (RCA Review, Mars 1949).

[8] *The Metrechon*, L. PENSAK (RCA Review, Juin 1954).

[9] *A Memory Tube*, A. Van HAEFF (Electronics, Septembre 1947).

[10] *Viewing Storage Tube with Halftone Display*, M. KNOLL, P. RUDNICK et H. HOOK (RCA Review, Décembre 1953).

[11] *Characteristics of a Transmission Control Viewing Storage Tube with Halftone Display*, M. KNOLL et R. P. STONE (Proc. Inst. Rad. Eng., Octobre 1954).

TECHNOLOGIE DES TUBES CATHODIQUES A MÉMOIRE ÉLECTROSTATIQUE [1]

PAR

P. CHOFFART

Département Recherches «Electronique et Atomistique»
de la Compagnie Générale de T. S. F.

1. Introduction.

1.1. L'exposé général précédent sur la constitution et le fonctionnement des divers tubes à mémoire en cours de développement nous a montré qu'ils comprenaient tous les mêmes éléments de base :

— canons à pinceaux fins d'électrons ;

— canons à larges faisceaux d'entretien ;

— cibles accumulatrices de charges plus ou moins complexes et faisant souvent appel aux grilles fines métalliques.

Nous étudierons donc les différents problèmes technologiques en les classant par élément et non par type de tube. Nous terminerons ensuite par la description de quelques assemblages délicats des sous-ensembles précédents pour quelques tubes particuliers.

1.2. Position du problème.

Pour un laboratoire français, les éléments de départ étaient les suivants :

— Très faible débouché pendant plusieurs années correspondant à la durée des études « Tubes » puis de celles des équipements d'utilisation, d'où l'impossibilité de réaliser un outillage trop important ;

— Nécessité d'une précision beaucoup plus grande que pour les tubes cathodiques usuels, mais avec une reproductibilité excluant un travail par trop artisanal.

En tenant compte de ces données, le Laboratoire Tubes à Image de la Cie Générale de T. S. F. a mis au point des technologies spécialement adaptées au problème posé, et valables pour des fabrications en petite série de haute qualité, de l'ordre de quelques centaines de tubes par an.

2. Technologie des canons.

Nous avons adopté le mode d'assemblage par empilage comme le montre la vue éclatée de la fig. 1 qui correspond au canon le plus complexe, c'est-à-dire à concentration et déviation électrostatique. La fig. 2 donne une vue d'ensemble du canon particulièrement rigide ainsi monté. Comme les caractéristiques demandées restent très variées, un véritable « Meccano » de pièces détachées a été constitué pour répondre rapidement à différents besoins.

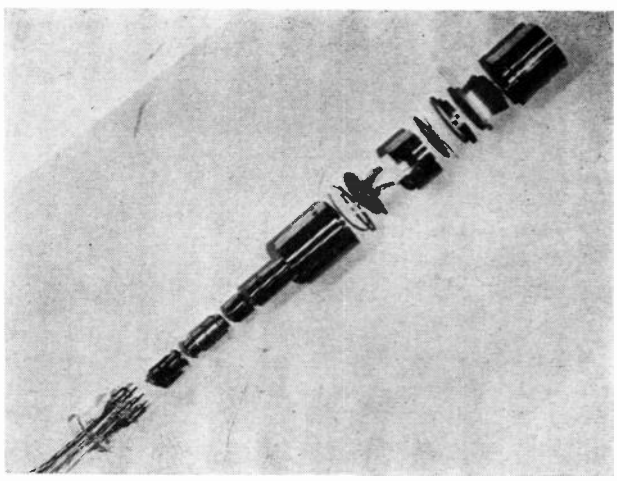


Fig. 1.

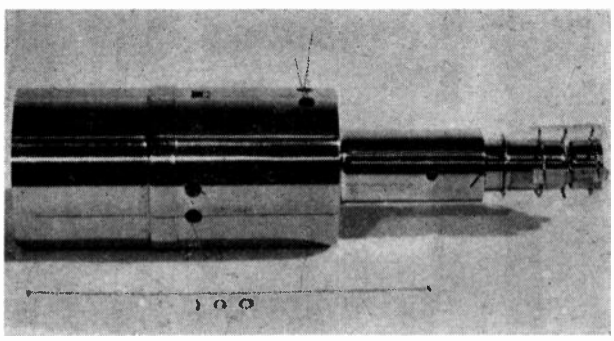


Fig. 2.

[1] Communication présentée en Séance de Section, à la Société des Radioélectriciens, le 9 Février 1956.

2.1. Pièces détachées métalliques.

Elles sont en général formées à partir de feuilles de cupronickel. Les pièces cylindriques font appel à la technique bien connue du repoussage, mais qui autorise, moyennant certaines précautions, une excellente précision : par exemple une erreur inférieure à $\pm$ 0,02 mm sur le diamètre d'un cylindre égal à 40 mm. Naturellement, cette précision peut encore être améliorée si une épaisseur suffisante permet une reprise au tour. La fig. 3 donne un exemple de réalisation d'un blindage de plaques de déviation en une seule pièce repoussée.

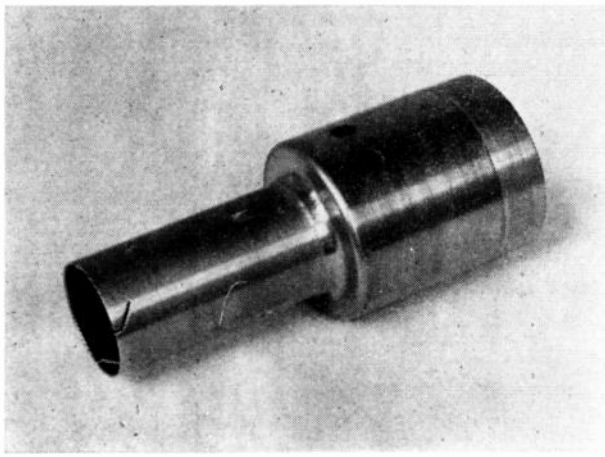


Fig. 3.

2.2. Pièces isolantes.

Après avoir éliminé le mica à cause de son manque de rigidité mécanique et essayé l'alumine, nous avons généralisé l'emploi du verre pressé, aussi

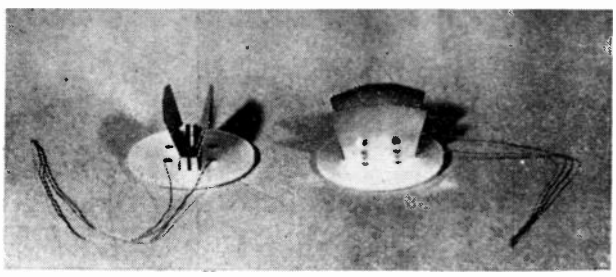


Fig. 4.

bien comme support de plaque de déviation (fig. 4) que comme manchon isolant entre électrodes concentriques (fig. 5). La précision est obtenue directement lors du moulage pour le positionnement des

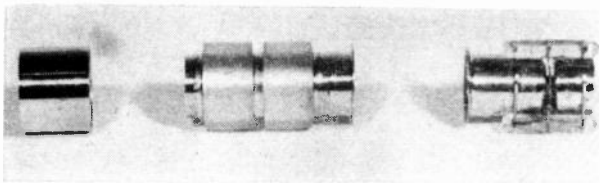


Fig. 5.

trous (fig. 6 *A*), les cotes extérieures par contre ne sont définitives qu'après rectification par les méthodes usuelles des opticiens (fig. 6 *B*).

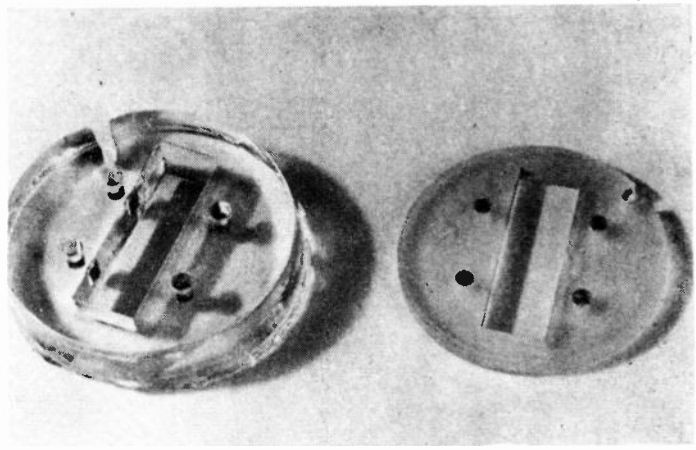


Fig. 6 A. Fig. 6 B.

Le canon représenté fig. 1 ne convient pas pour des potentiels d'accélération supérieurs à 3 000 volts. Lorsqu'on désire un faisceau d'électrons de plus grande vitesse, comme pour l'inscription en conductibilité induite du tube TMA 403, des précautions supplémentaires doivent être prises pour assurer l'isolement. L'isolateur haute tension représenté fig. 7, qui permet l'application d'une tension supérieure à 10 000 volts sans risque de claquage, est constitué par un manchon de verre moulé dépoli par sablage, soudé à ses deux extrémités à des pièces de kovar par la technique H. F.

Ici, le verre étiré est à proscrire, car les bulles d'air occlus peuvent former des canaux pratiquement

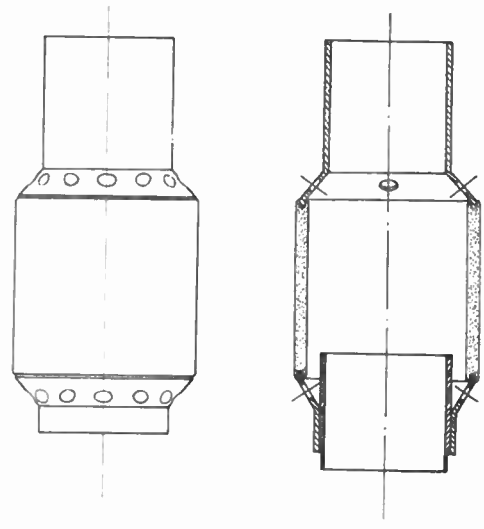


Fig. 7.

impossibles à nettoyer et qui sont autant de sources de claquage entre les électrodes.

La fig. 8 donne une vue d'ensemble d'un canon à concentration statique et déviation magnétique utilisant les isolateurs haute tension que nous venons

de décrire. Le diamètre intérieur des pièces de kovar est tel qu'il permet le réalésage en ligne après soudure des manchons, ce qui confère à l'ensemble une parfaite concentricité et par suite une bonne reproductibilité du canon.

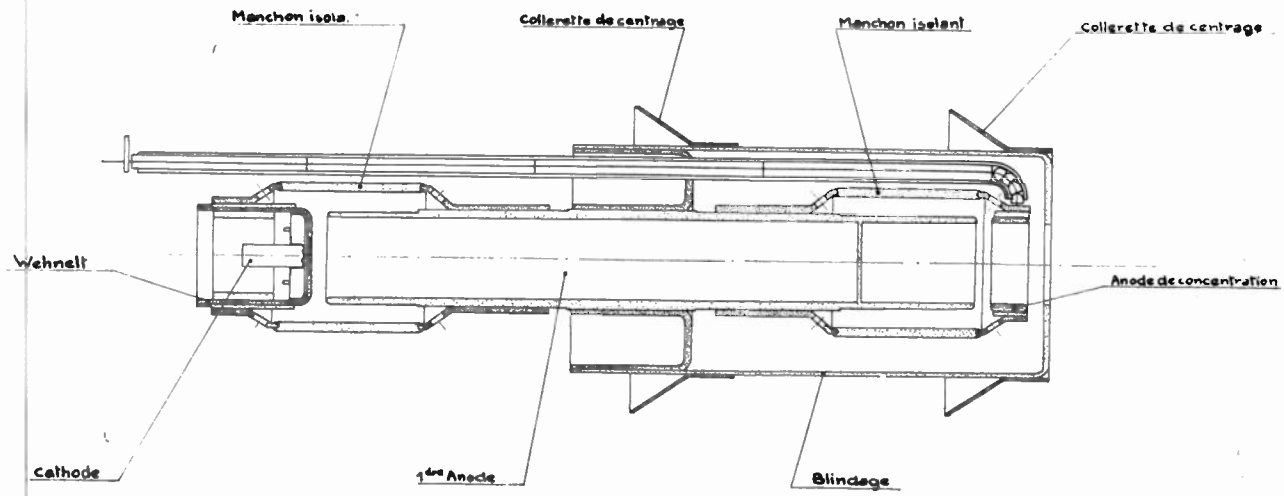


FIG. 8.

2.3. RÉSULTATS OBTENUS.

A l'aide de pièces détachées relevant toutes de la conception exposée ci-dessus, nous avons construit toute une gamme de canons à concentration statique et déviation statique (ou magnétique par suppression de la boîte à plaques) avec des caractéristiques variées depuis 1 μA de courant de faisceau pour un spot de diamètre inférieur à 0,1 mm jusqu'à 50 μA pour un spot de 0,4 à 0,5 mm. De plus, cette technologie qui serait peut-être jugée trop luxueuse pour une fabrication série, permet une reproductibilité remarquable :

— Sensibilité des plaques de déviation identique à 2 % près d'un tube à l'autre ;

— Orthogonalité des traces X et Y à mieux que 1 degré.

Les canons d'arrosage des tubes à entretien d'image et qui sont simplement constitués d'une cathode concave, d'un wehnelt et d'une première anode, ne méritent aucune mention spéciale sur le plan technologique.

3. Technologie des cibles.

Nous traiterons séparément le problème de la couche mince isolante accumulatrice de charges, des grilles fines, puis celui de l'assemblage des cibles complexes.

3.1. COUCHE MINCE DIÉLECTRIQUE.

La première cible accumulatrice imaginée, celle de l'iconoscope était constituée par une feuille de mica soigneusement clivée. Mais, suivant la provenance, les propriétés du mica sont fort variables. De plus, s'il est relativement facile de cliver puis de métalliser sur une face des feuilles de 10 à 15 microns d'épaisseur, la difficulté devient extrême au-dessous de 6 microns, même pour des surfaces de l'ordre de 30 cm².

L'alumine, utilisée pour les cibles du « Barrier Grid Storage Tube » TCM 12, est d'une élaboration plus aisée quelle que soit l'épaisseur jusqu'à 50 microns environ. Elle est formée en surface d'une plaque plane d'Aluminium reliée au pôle positif d'une source de courant continu dont le pôle négatif est relié à une électrode en forme de serpentin parcouru par un courant d'eau dont la température permet de maintenir constante la température de l'électrolyte. Cet électrolyte est constituée par de l'acide sulfurique en majeure partie. L'alumine ainsi élaborée est dite « obtenue en bain acide » par opposition à celle obtenue en bain boraté ou en bain oxalique.

En faisant varier le temps pendant lequel la tension est appliquée sur l'anode, on fait varier l'épaisseur de l'alumine. Une couche d'alumine de 22 à 25 μ est obtenue par le passage de 1,5 ampère/h, pour une densité de courant de 30 mA par cm².

La fig. 9 montre une telle installation d'oxydation anodique.

Malheureusement, dans de nombreux tubes à mémoire :

— Tube à grille de commande du type Hergenröther ;

— Tubes à entretien d'image ;

le diélectrique doit être déposé sur une grille et l'oxydation anodique ne peut plus être commodément utilisée. La méthode de choix est alors l'évaporation sous vide, qui convient également pour les cibles extrêmement minces (1/2 micron) des tubes à conductibilité induite (TMA 403).

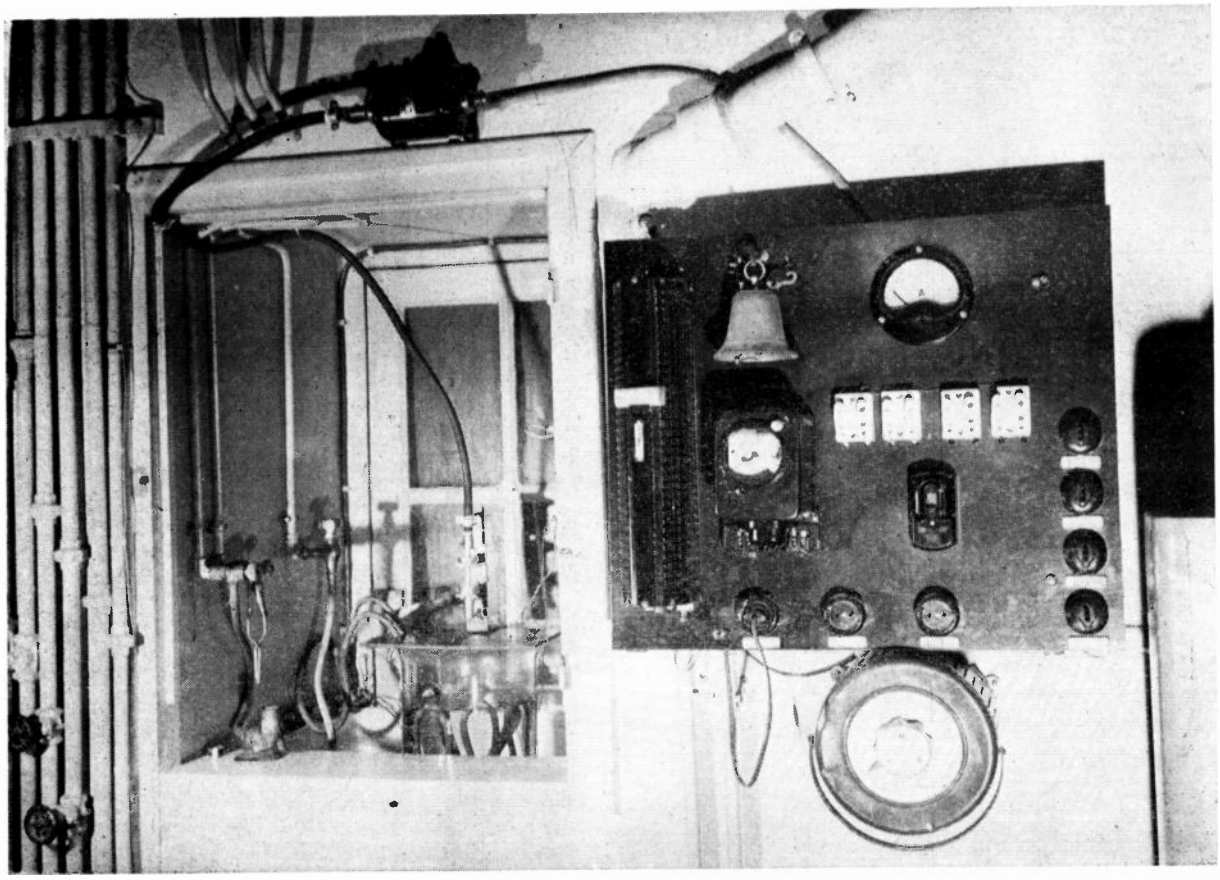


FIG. 9.

La fig. 10 montre un des postes d'évaporation utilisé, qui permet d'atteindre rapidement un vide de l'ordre de 10^{-5} mm de mercure. Le diélectrique : sulfure de zinc, fluorure de magnésium, cryolithe, fluorure de calcium, etc..., est chauffé par effet Joule dans un creuset de molybdène ou de tantale. La cible est fixée à un plateau rotatif afin d'obtenir une excellente uniformité du dépôt (1). Chaque fois que cela est possible, on effectue un repérage de l'épaisseur par contrôle optique de la transparence. A cet effet, une lampe à vapeur de mercure envoie, à travers l'axe creux du plateau support de cible, un faisceau de lumière monochromatique reçu par une cellule à couche d'arrêt reliée à un galvanomètre visible sur la partie gauche de la photo n° 10. Lors de l'évaporation d'un matériau transparent, on observe sur l'appareil de mesure des maxima et minima successifs de transparence qui correspondent à des épaisseurs optiques successives différent de $\lambda/4$. Cette utilisation des interférences dues aux réflexions multiples à l'intérieur de la couche mince évaporée permet une excellente précision dans la reproductibilité des épaisseurs (supérieure à 1/20 micron) sans difficulté notable.

Notons que la méthode s'applique encore à une couche mince transparente déposée sur un film métallique, pourvu que la transparence de ce dernier soit encore de l'ordre de 0,5 à 1 %.

(1) Ch. DUFOUR, *Le Vide*, n° 28-29, juill.-sept. 1950.

3.2. GRILLES.

Les irrégularités de tissage des grilles usuelles nous ont fait préférer les grilles préparées par voie

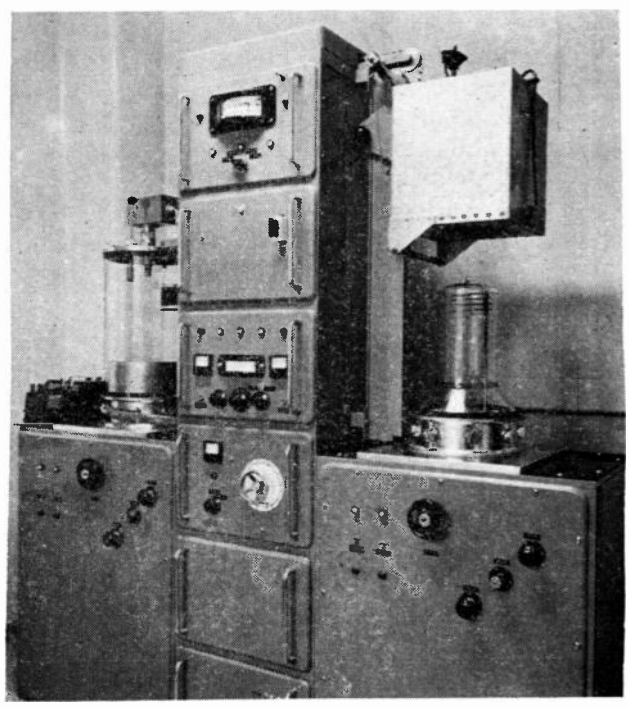


FIG. 10.

électrolytique sur une matrice tracée une fois pour toutes avec une grande précision. Nous disposons de 2 types de grilles en cuivre :

1° 20 mailles/mm, soit 100 au mm² en dimensions 70 × 70 mm ;

2° 10 mailles/mm, soit 100 au mm² en dimensions 90 × 90 mm.

Pour les obtenir, on part d'une matrice originale en verre gravé dans deux directions perpendiculaires au pas correspondant. On évapore d'abord sous vide sur ce réseau une couche très mince de cuivre (30 mμ par exemple) en utilisant la même technique que pour les couches minces diélectriques. L'épaisseur est contrôlée directement par la variation de transparence du réseau pendant l'évaporation.

Le cuivre étant ainsi déposé sur toute la surface de la matrice, il faut enlever le cuivre présent entre les sillons en ne laissant subsister le métal qu'au fond des sillons. Cette opération « d'effaçage » est très délicate et s'effectue manuellement à l'aide d'un tissu spécial. Après disparition du cuivre excédentaire, il est nécessaire de faire grossir les barreaux de la grille jusqu'à une dizaine de microns pour leur donner une solidité mécanique suffisante. Ce grossissement s'effectue par voie électrolytique dans un bain de sulfate de cuivre classique ; avec un temps de passage du courant et une intensité contrôlés, le grossissement des barreaux de grille s'opère de façon très reproductible. L'opération suivante : décollement de la grille est facilité par le dégagement gazeux qui a lieu lors de l'électrolyse, des bulles d'hydrogène prenant naissance à la surface de séparation cuivre-réseau. Effaçage et décollage nécessitent une grande habileté de la part du technicien chargé de ces opérations délicates.

Il reste ensuite à tendre la grille sur un cadre dont le coefficient de dilatation est inférieur à celui du cuivre. Pour cela, on utilise le grossissement des cristaux de cuivre élémentaires quand le métal est porté à une température élevée. La grille est d'abord placée entre deux cadres métalliques que l'on soude entre eux électriquement par points avec une première tension grossière et non uniforme. Après passage au four à vide entre 700 et 900 degrés pendant une durée de quelques minutes à une demi-heure, on obtient à volonté des grilles très tendues, ou juste tendues suivant l'emploi ultérieur désiré.

3.3. Assemblage partiel grille-cible

Les problèmes d'assemblage grille-cible diffèrent suivant le tube envisagé.

3.3.1. Dans le tube à émission secondaire TCM-12, la grille de 55 mm de diamètre doit être tendue à quelques centièmes de mm d'une cible d'aluminium parfaitement plane recouverte de 10 à 40 microns d'alumine. Le rôle de la grille est ici essentiellement électrique, par suite :

— la distance grille-isolant ;
— la valeur de la transparence ;
— l'émission secondaire,

sont autant de paramètres à maintenir rigoureusement constants.

En particulier, la plaque support doit rester encore plane après étuvage à mieux que 5 microns, ce qui, pour un métal aussi mou que l'aluminium, est difficile à obtenir ; un cycle de traitement thermique permet, après dressage de la face à oxyder de maintenir cette tolérance.

La grille employée doit être très tendue pour respecter le parallélisme exigé et la distance grille-isolant maintenue à mieux que 5 μ près sur un diamètre de 55 mm. Cet espacement est obtenu au moyen d'une fine cale de mica interposée entre la grille et l'isolant.

Des ressorts à tarage contrôlé, appliquent la grille sur la plaque signal. Cette dernière est enfermée dans un blindage et maintenue centrée et isolée de ce blindage par un anneau d'aluminium oxydé (la fig. 11 montre l'ensemble des pièces détachées).

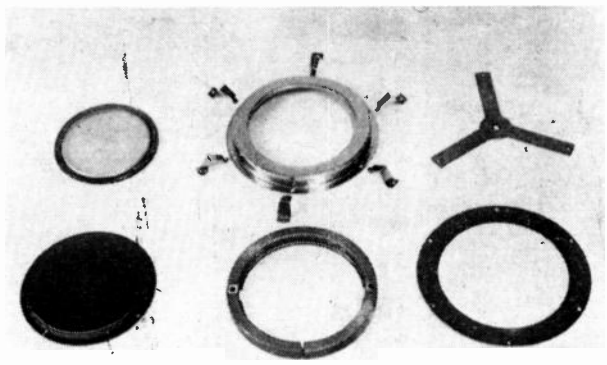


Fig. 11

L'ensemble constituant la cible est monté sur une tige métallique unique scellée dans la paroi du tube, deux passages assurant les connexions entre la grille, la plaque signal et les circuits extérieurs (fig. 12).

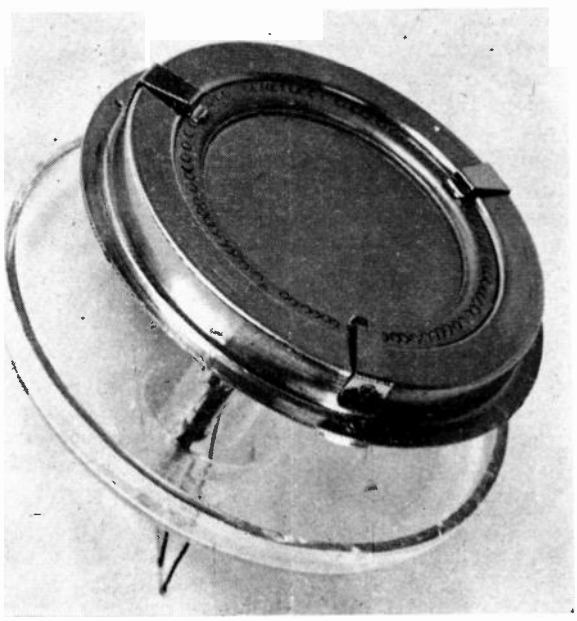


Fig. 12

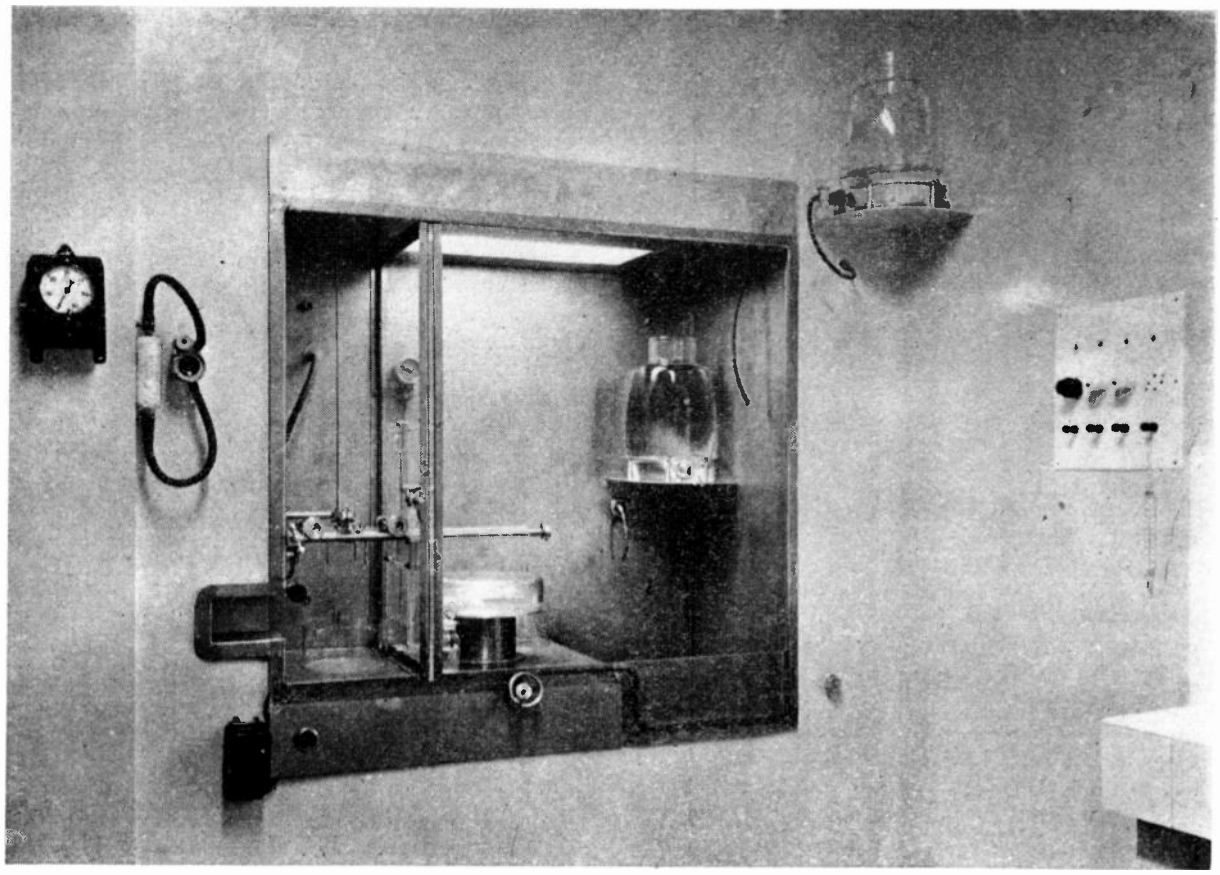


FIG. 13.

3.3.2. Dans le tube TMA 403, une grille fine dont le rôle est essentiellement mécanique sert de support à une couche mince continue d'aluminium d'épaisseur 1/20 μ environ supportant un film de sulfure de zinc de 1/2 μ d'épaisseur (fig. 13) (*). Les problèmes sont donc très différents de ceux évoqués en 3.3.1 bien que les éléments constitutifs restent très voisins.

Comme il est nécessaire de boucher momentanément les mailles de la grille avant d'évaporer aluminium et isolant, une mince couche de collodion est d'abord déposée sur la grille, à l'abri de toute poussière (fig. 14). Pour cela, la future cible est immergée dans un cristallisoir plein d'eau distillée à la surface de laquelle la goutte de collodion est déposée. Cette dernière s'étale immédiatement et recouvre la grille lorsqu'elle émerge à nouveau. L'eau entraînée est éliminée par un essorage centrifuge prolongé. La grille recouverte de la pellicule de collodion est alors transportée sur le plateau tournant de la cloche à évaporation pour y recevoir le métal et l'isolant suivant la technique décrite plus haut (§ 3.1, fig. 9). Le film de nitrocellulose est enfin détruit lors d'un étuvage sous vide à 350 degrés.

Après vérification de sa propreté et de ses caractéristiques en tube démontable, la cible terminée peut être montée dans le tube scellé sans déconvenue.

Ces deux exemples très différents font bien entrevoir les multiples processus délicats à mettre en œuvre pour obtenir des cibles exploitables et bien reproductibles. Ils requièrent des techniciens soigneux et spécialisés depuis plusieurs années.

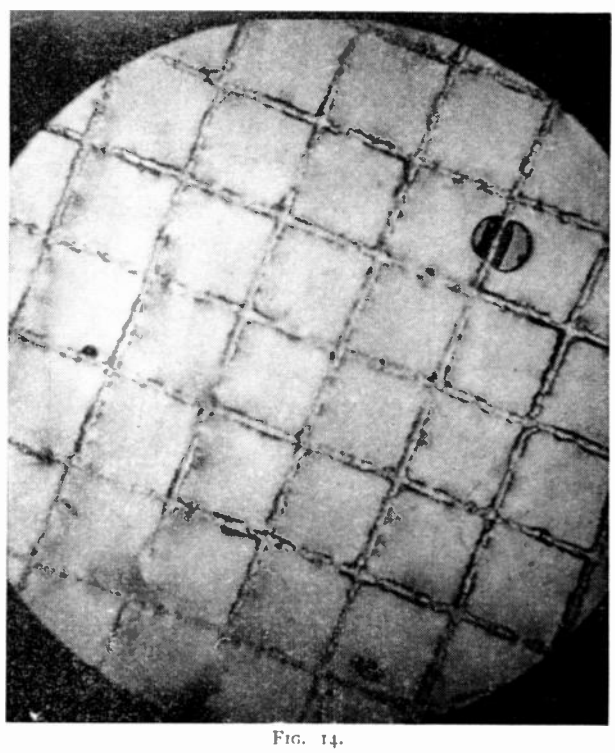


FIG. 14.

(*) Voir fig. 12 de l'exposé général.

4. Assemblage général.

Les précautions à prendre sont d'abord celles qui concernent les tubes cathodiques usuels.

4.1. Sur le plan de la précision géométrique le tube TMA 403 à deux canons coaxiaux se distingue cependant des autres tubes. Le centrage du canon de lecture est assuré par des collerettes métalliques souples fixées à la boîte à plaques de déviation et dont le diamètre extérieur, sévèrement tolérancé vient prendre appui sur l'intérieur d'un tube de verre spécialement calibré (détails visibles sur la vue générale du tube, fig. n° 13, de l'exposé général).

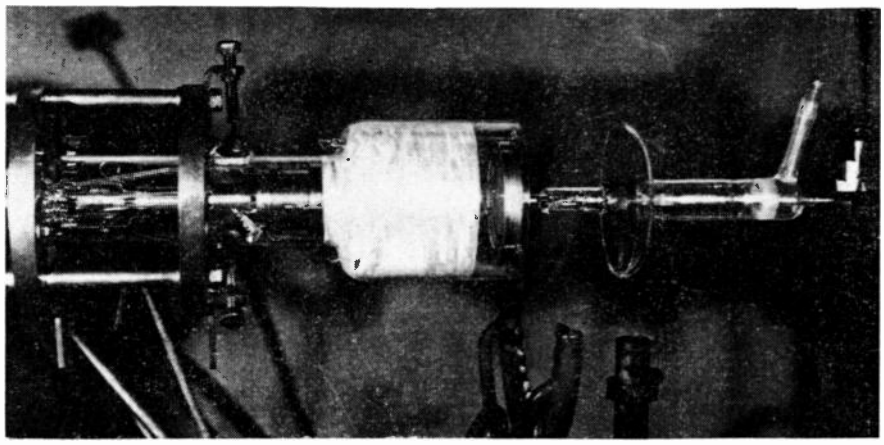


FIG 15.

Ce calibrage est effectué dans nos propres ateliers sur des mandrins en acier inoxydable lubrifiés. La différence des vitesses de refroidissement du mandrin et du cylindre de verre permet un démoulage facile. La précision obtenue atteint $\pm$ 0,02 mm sur un diamètre de 60 mm. Le décentrage total de l'axe du canon par rapport à l'axe géométrique désiré ne dépasse pas dans ces conditions 0,2 mm. La fixation en position du canon d'inscription est assurée de la même manière, mais les collerettes de centrage coulissent à l'intérieur d'un cylindre de métal soudé au verre, et dont l'extérieur donne une référence mécanique correcte pour les bobines de déviation.

4.2. Pour tous les tubes, un des passages dangereux à franchir est celui de la fermeture. Toute élévation exagérée de la température peut en effet se traduire par une oxydation du métal des canons et par des modifications graves et imprévisibles des propriétés électroniques de la cible. Ceci conduit à opérer en atmosphère de gaz inertes ou légèrement réducteurs et à éloigner au maximum de la cible la fermeture sur grand diamètre. Ce dernier souci explique la forme donnée à la verrerie du tube TMA 403, côté canon statique. La fig. 15 montre comment le problème a été résolu pour le tube TCM 12. La cible, montée provisoirement sur une longue tige support est éloignée du fond du tube pendant la fermeture principale ; revenue à sa position normale, elle ne souffre pratiquement pas de la fermeture définitive effectuée sur un très petit diamètre et qui ne s'accompagne donc pas d'un rayonnement calorifique important.

5. Remerciements.

Il va sans dire que la mise au point des techniques variées utilisées pour la réalisation des tubes à mémoire décrits n'a pu qu'être l'œuvre d'une équipe, et que les résultats présentés sont le fruit de plusieurs années de collaboration entre spécialistes.

Nous citerons particulièrement :

— MM. FREYTAG et GIRAUD dans le domaine des études de grilles fines ;

— MM. BOULET et RIGOT pour les cibles TMA 403 ;

— MM. VERON et MEIGNIN pour les problèmes de verrerie,

et M. BALTEAUX pour l'ensemble des réalisations mécaniques.

Ce travail a été effectué sous la direction de M. DUFOUR que nous tenons à remercier tout particulièrement pour son aide au cours de multiples et fructueuses discussions techniques.

6. Conclusion.

Cet aperçu sommaire sur la technologie des tubes cathodiques à mémoire électrostatique ne saurait être ni complet, ni définitif. Nous avons simplement désiré mettre l'accent sur l'importance et la multiplicité des problèmes d'ordre pratique qui doivent impérativement être résolus avant de connaître les qualités et les défauts d'un type de tube à mémoire. Nous pouvons ainsi nous expliquer pourquoi, parmi tous les systèmes imaginés (...et brevetés), si peu d'entre eux ont dépassé le stade du laboratoire de recherches et abouti à des développements valables. Il est vrai que nous ne sommes qu'au début de la période industrielle et que nous devons par suite nous attendre à une évolution rapide des techniques actuellement mises en œuvre dans les prochaines années.

LE TRANSFORMATEUR D'IMAGE PPI-TÉLÉVISION DE LA S.F.R.

PAR

R. ASTÉ

Chef de Service à la Société Française Radio-Electrique

Introduction.

L'exploitation des stations radar civiles et militaires connaît encore des limitations et des servitudes qui ne permettent pas aux usagers d'obtenir de ce mode d'informations tous les avantages qu'ils pouvaient en espérer.

Pratiquement, toute l'exploitation des informations radar est actuellement effectuée à l'aide d'indicateurs panoramiques, lisibles seulement dans l'obscurité. Or, c'est là une des servitudes les plus graves de ces appareils, et, dans les années écoulées, plusieurs essais infructueux ont été faits pour obtenir des images visibles en salle éclairée (skiatron). Si l'on peut en effet admettre qu'un opérateur chargé seulement de la lecture soit placé avec l'indicateur dans une pièce obscure, il est bien évident que le personnel de commandement qui doit tirer des renseignements et prendre des décisions, ne peut travailler avec toute l'efficacité désirable.

Par exemple, le contrôle du trafic aérien est rendu plus rapide et plus efficace si le personnel de la tour peut obtenir une aide fréquente et instantanée des informations radar. Il est évident que cette aide sera maximum si les indicateurs sont disposés près des agents chargés du contrôle.

Ceux-ci étant dans une pièce vitrée, il est nécessaire qu'en plus d'une certaine brillance, l'indicateur donne une image facile à lire sans adaptation de l'œil.

D'autre part, et c'est aussi un inconvénient majeur, la persistance des images sur l'écran des indicateurs est habituellement faible. Il serait en effet extrêmement utile de pouvoir observer les positions précédentes du mobile détecté, soit pour en estimer les positions futures, soit pour en contrôler les évolutions en fonction des ordres.

Un second problème se pose dans l'exploitation des radars : celui du déport d'image. Pendant longtemps, la transmission des signaux d'image n'a pas été réalisée d'une façon satisfaisante, et l'exploitation devait se faire localement. Récemment, des dispositifs spéciaux permettant cette transmission ont vu le jour, mais, outre leur complexité, ils sont établis pour des indicateurs du type classique.

Dans le domaine civil, la solution du problème de déport permet d'améliorer considérablement l'exploitation du radar de contrôle régional. En effet, l'installation de ce radar à une distance d'une trentaine de kilomètres de l'aérodrome permet d'éviter le cône mort de l'aérien au-dessus du terrain, et, dans une certaine mesure, l'erreur introduite dans la représentation plane par l'altitude de mobiles très proches et à haute altitude (avions de transport à réaction).

L'ensemble de transformation d'image, étudié par la Société Française Radio-Electrique, apporte aux problèmes ci-dessus une solution particulièrement intéressante ; il permet, grâce à un nouveau tube C.S.F. de transformer sans intermédiaire optique, une image radar en image télévision, avec les avantages qui en découlent. C'est ainsi qu'il devient possible :

— de transporter facilement cette image à distance, par tout équipement T.V. classique ;

— de remplacer localement ou aux points de réception, les indicateurs actuels nécessitant l'obscurité par des récepteurs T.V. donnant une image lisible à la lumière, ou plus facilement observable ;

— de projeter si nécessaire cette image sur grand écran ;

— d'observer, grâce à la rémanence de la cible, la route et les manœuvres des mobiles détectés ;

— d'effectuer facilement en télévision des superpositions électroniques de cartes, carroyage ou tous autres signaux.

La solution de ce problème avait été abordée en premier lieu par les laboratoires RCA à l'aide d'une caméra associée à un indicateur panoramique. Pour obtenir une rémanence accrue, le tube de prise de vue du type image orthicon comportait une cible mince spéciale à grande capacité ; dans cette voie le « vidicon » a également été utilisé.

Des limitations d'ordre pratique, diffusion de la lumière dans la poudre fluorescente, effets d'éblouissement dans les tubes de prise de vue à électrons lents, ont conduit RCA à étudier dès 1948 un tube à mémoire spécial appelé « Graphécon ». C'est dans cette dernière voie que les laboratoires C.S.F. ont étudié un tube à mémoire à conductibilité induite, et mis au point des perfectionnements nouveaux, notamment par l'emploi de matériaux semi-conducteurs.

Principe de fonctionnement.

Le tube permet, à l'aide de deux canons, le dépôt d'un signal sur une cible et sa lecture suivant une loi identique ou différente de celle de l'inscription.

Si l'on soumet une surface isolante au bombardement d'un faisceau électronique, sa loi d'émission secondaire est celle représentée sur la figure 1.

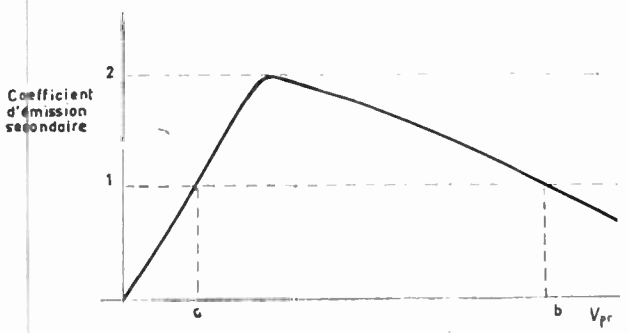


FIG. 1

Dans le tube schématisé figure 2, le faisceau de lecture accéléré à 1 500 V (zone d'émission secondaire maximum) explore uniformément la cible, et porte la surface de l'isolant au potentiel du collecteur. Il devient donc possible de considérer le diélectrique comme un condensateur dont une des plaques est le support métallique, et l'autre la surface explorée par le faisceau de lecture. A l'équilibre, le condensateur est chargé uniformément sur toute sa surface.

Comme une des faces est constituée par le diélectrique qui n'a aucune conductibilité transversale, il devient possible d'en décharger une partie sans modifier le reste.

Le mécanisme de décharge du diélectrique est constitué par conductibilité induite. Ce processus est obtenu si l'épaisseur du film est suffisamment faible pour être traversée par un faisceau électronique intense ; dans le cas considéré, l'épaisseur du diélectrique est de l'ordre de 0,5 μ et le faisceau d'écriture accéléré à 10 000 V libère au point d'impact un courant très important qui égalise le potentiel des deux faces de l'isolant.

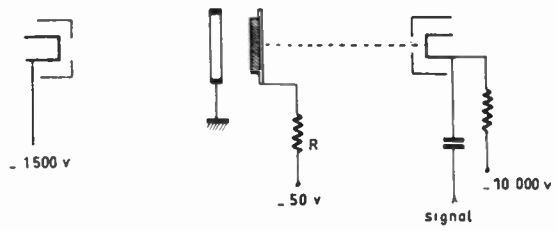


FIG. 2

Le mécanisme de production d'un signal devient donc le suivant : si le métal support est porté au potentiel — 50 V au point d'impact du faisceau d'écriture, l'isolant devient négatif, et les charges ainsi déposées, sont enlevées par émission secondaire à chaque passage du faisceau de lecture. Ces charges provoquent l'apparition dans la résistance R d'un signal qui, après amplification, peut être observé sur un récepteur T.V.

Le courant du faisceau de lecture est suffisamment faible pour qu'un grand nombre de balayages soit nécessaire pour prélever entièrement les charges inscrites.

Evolution et études.

Le premier tube essayé était du type graphécon simple face (1). Les résultats furent encourageants sur le principe, mais, au cours des essais de transformation PPI télévision, apparurent d'importants défauts (fig. 3).

1° La proximité des deux canons entraînait des inductions magnétiques très gênantes sur le canon de lecture ;

2° La confusion des espaces d'inscription et de lecture provoquait des inter-actions gênantes ;

3° Les circuits d'utilisation étaient compliqués par une correction obligatoire du trapèze.

Après ces expérimentations, les travaux furent définitivement orientés à partir de 1953 vers le tube double face à canons coaxiaux (figure 4 et figure 13 de l'article de M. Ch. DUFOUR page 804).

Dès 1953, la technologie de fabrication des grilles 20 mailles : mm et de 70 mm de côté, était suffisamment avancée au laboratoire C.S.F. pour permettre d'envisager la fabrication de la cible double face.

Celle-ci est constituée par une grille servant de support à un film mince d'aluminium sur lequel est déposée une couche mince d'isolant.

Par ailleurs, le premier tube (figure 4)

(1) Etude entreprise par les Laboratoires de Corbeville de la Compagnie des Compteurs en 1950 et reprise par la Compagnie Générale de TSF.

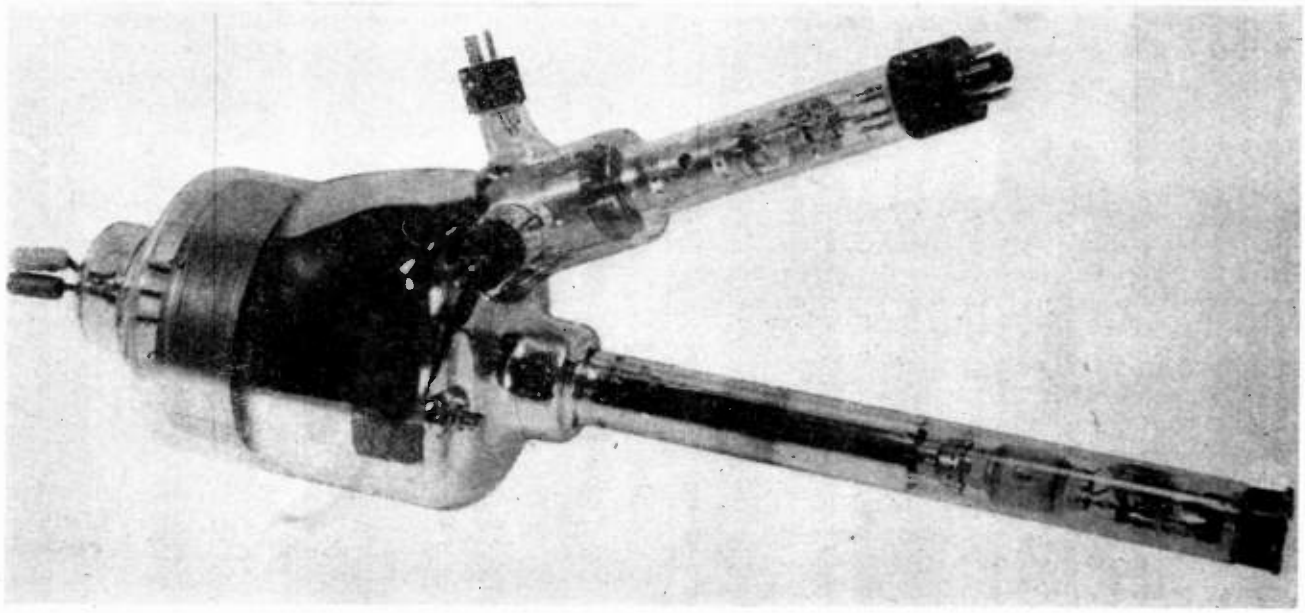


FIG. 3

comprenait un canon d'inscription à concentration et déviation magnétiques, dont l'utilisation restait particulièrement délicate.

Fin 1954, des essais ont permis de conclure à un fonctionnement correct du tube sous réserve d'une amélioration de définition. Les travaux récents ont donné naissance en 1955 au tube représenté par la figure 13 de la page 811, et qui possède une définition de l'ordre de 450 points télévision (noirs et blancs), et dont la constitution est la suivante :

— canon écriture : du type triode à concentration statique et déviation magnétique.

— canon lecture : du type tétrode à concentration et déviation statiques.

Description du transformateur d'image ppi-télévision.

L'appareil a été étudié pour être associé aux différents types de radar de surveillance existant actuellement et la conception générale a été prévue pour assurer une exploitation simple.

Les deux circuits associés au tube à mémoire sont représentés sur le bloc diagramme de la figure 5, et peuvent être divisés en deux catégories.

Les circuits d'écriture où l'on retrouve les éléments classiques des indicateurs panoramiques : amplification video, circuits de balayage, circuits de marquage, mécanique d'entraînement des bobines, amplificateur de servomécanisme et alimentation THT 10 000 V régulée.

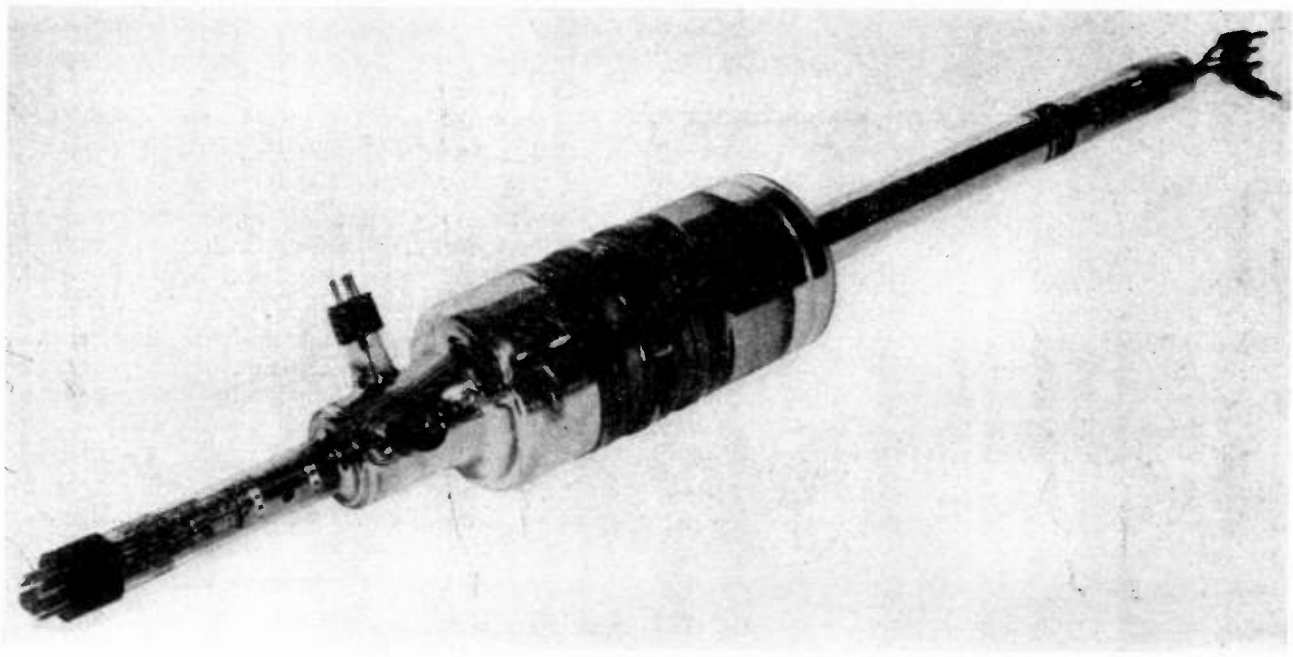


FIG. 4

Les circuits de lecture comprennent :

— 1 amplificateur video ;
— 1 générateur de dents de scie image et ligne ;
— 1 générateur de synchro télévision ;
— 1 mélangeur video synchro ;
— 1 alimentation 1 500 V.

Caractéristiques techniques principales :

Alimentation : 220 V, 50 ∞ monophasés.

a) *Partie écriture* :

— Gamme de balayage : 16, 40, 110 et 160 nautiques ;
— Cercles de marquage : 5 et 25 milles nautiques ;
— Fréquence de répétition : 300 à 1 000 périodes/seconde ;
— Signaux video : durée minimum 0,3 μs.

b) *Partie lecture* :

— Signal télévision : 625 lignes entrelacées ;
— Signal video de sortie : 1 V crête à crête sur 75 Ω ;
— Bande passante : 5 MHz.

Présentation : (figures 6 et 7)

Le transformateur d'image est présenté sous

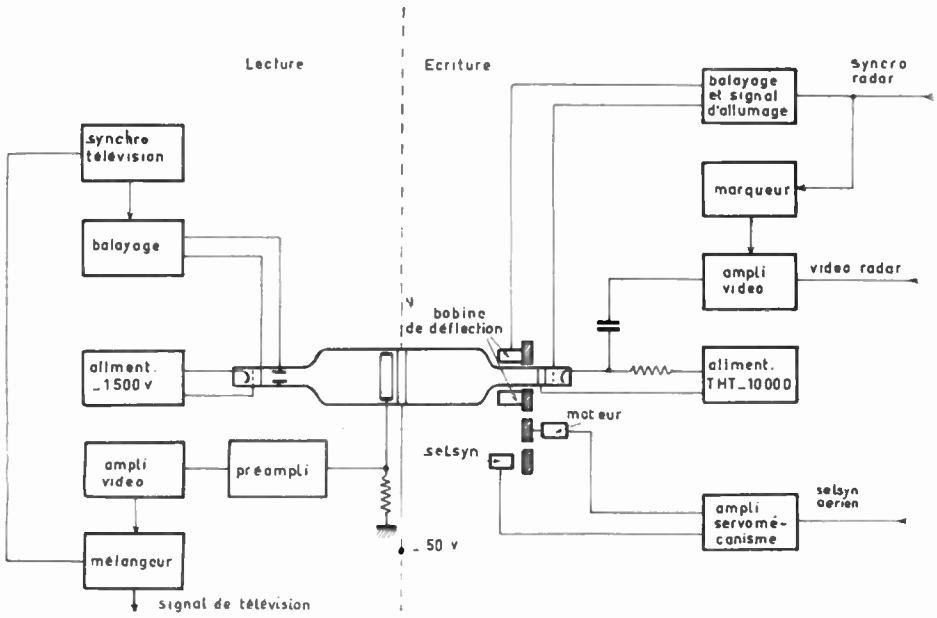


Fig. 5

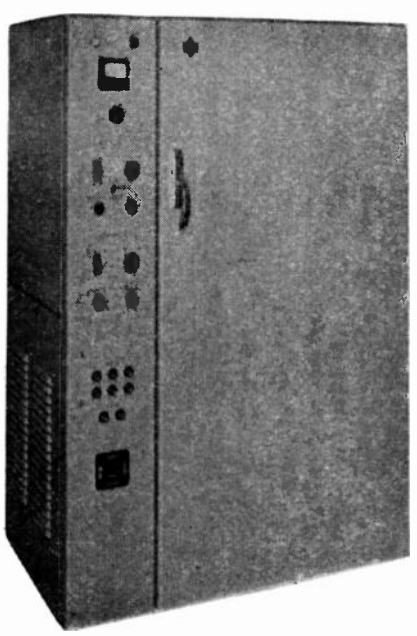


Fig. 6

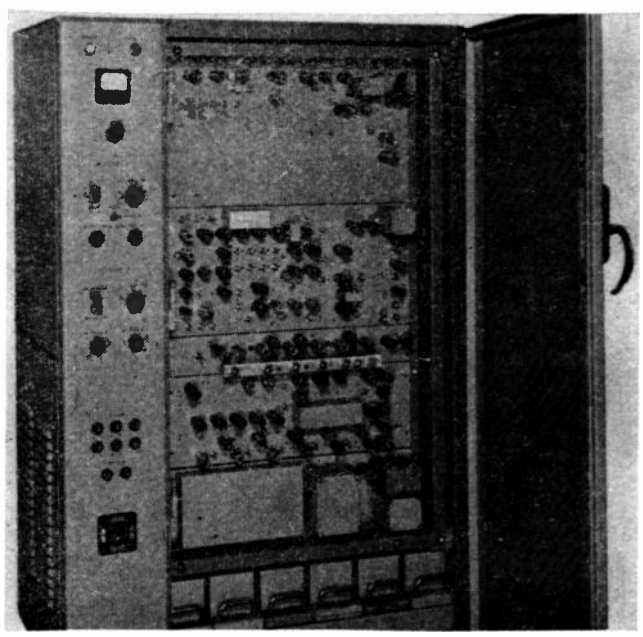


Fig. 7

forme d'une armoire dont les dimensions approximatives sont les suivantes :

— Hauteur : 1,5 m
— Largeur : 1 m
— Profondeur : 0,5 m.

Sur le côté droit un bandeau fixe porte :

— *à la partie supérieure* :

1 voltmètre associé à un commutateur permettant le contrôle des principales hautes tensions d'alimentation ainsi que le rapport synchro video du signal de sortie.

— *à la partie inférieure* :

Les fusibles et le commutateur de mise en route.

— *au centre* :

Les principales commandes d'exploitation suivantes : échelles, distances, intensité écriture, intensité lecture et concentration lecture.

— *à l'intérieur* :

Sur un rack monté sur charnières sont disposées, de haut en bas, les 5 platines supportant les circuits suivants :

Platine n° 1 :
— Circuits de balayage télévision ;
— tube à mémoire ;
— mécanique d'entraînement des bobines ;
— préamplificateur video.

Platine n° 2 :
— Circuit d'inscription (balayage, marquage, ampli video) ;
— amplificateur de servomécanisme.

Platine n° 3 :
— Amplificateur video du signal de lecture.

Platine n° 4 :
— Générateur de signaux de synchro télévision et de blanking.

Platine n° 5 :
— Alimentations 10 000 et 1 500 V régulées.
— *A la base du meuble* sont disposées les alimentations HT nécessaires aux circuits ci-dessus.

L'utilisation d'un rack sur charnières permet un accès facile à l'ensemble des circuits.

Résultats obtenus.

La maquette du transformateur d'image équipée du premier tube CSF (figure 4) et fonctionnant en 819 lignes, a servi à effectuer un certain nombre d'essais et de démonstrations qui ont permis de contrôler la validité du dispositif et les avantages apportée par une image visible à la lumière comportant une rémanence des traces, aucun soin particulier n'étant pris pour la géométrie d'image.

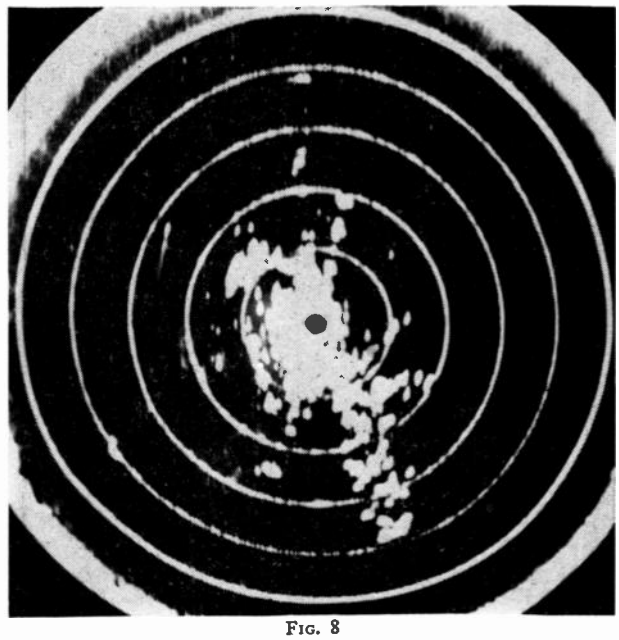


FIG. 8

La figure 8 montre une carte radar obtenue sur un récepteur de télévision.

Le radar utilisé pour les essais était installé sur le toit de l'Usine de Levallois, et avait les caractéristiques suivantes :

— Puissance crête : 450 kW ;
— Durée d'impulsion : 1 microseconde ;
— Aérien cosécante ayant une ouverture en azimut de 3°.

Sur cette photographie, les marquages de distance sont espacés de 10 km et le bord blanc est provoqué par l'anneau métallique supportant la cible.

La figure 14 page 811 a été prise avec le radar à élimination d'échos fixes d'Orly. Cet essai a été effectué afin de contrôler que les propriétés d'intégration de la cible ne faisaient pas réapparaître les résidus d'échos fixes.

L'image obtenue était identique à celle de l'indicateur panoramique, et était transmise à la tour de contrôle à l'aide d'un relais de télévision.

Un récepteur permettait à l'opérateur situé dans la cabine vitrée de surveiller les évolutions des appareils autour des balises.

Tous les essais ont fait ressortir l'intérêt de cette solution, à condition d'améliorer la définition de l'image.

Ceci a été obtenu par une étude poussée des éléments suivants :

a) *Tube* :

— canons d'inscription et de lecture améliorés en définition ;
— centrage et fabrication des canons plus rigoureux ;
— utilisation d'une concentration statique pour le canon d'écriture ;

b) *Circuits* :

— adoption d'un standard 625 lignes. En effet, le 819 lignes était superflu pour l'utilisation envisagée, et entraînait des bandes passantes élevées dans les circuits ;

— amplification du signal lecture directement en vidéo sans transposition de fréquence, ceci a été rendu possible par l'absence d'inter-réaction des faisceaux lorsque le signal est prélevé sur le collecteur.

Toutes ces modifications ont conduit à la réalisation du tube présenté figure 13 et à l'appareil de la figure 6.

Les nouvelles images obtenues sont présentées sur les figures 9 et 15 page 812 que l'on peut comparer à la figure 8, le même radar ayant servi pour les essais.

On peut constater la nette amélioration de définition qui devient comparable à celle d'un indicateur panoramique normal.

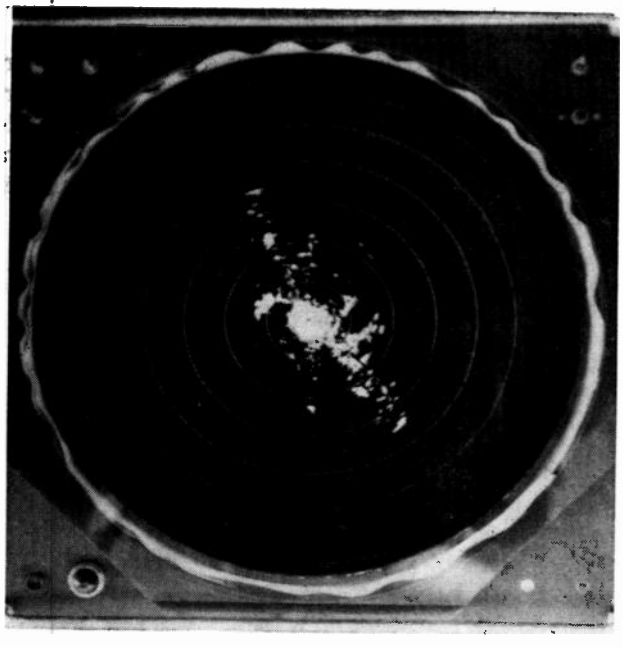


FIG 9

La figure 9 représente la maquette d'un téléviseur équipé d'un tube de 50 cm de diamètre, et la figure 15 page 812 a été prise sur un récepteur de contrôle de régie équipé d'un tube rectangulaire de 43 cm de diamètre.

Echos faibles.

Les avantages de la transformation PPI télévision ne peuvent être complets que si l'on est certain de ne perdre aucun écho.

Les propriétés d'intégration de la cible apportent déjà un certain avantage sur l'indicateur panoramique et sur tout autre système de transformation. Toutefois, étant donné la difficulté de chiffrer le gain, des essais comparatifs télévision PPI ont été effectués sur la maquette afin de contrôler qu'aucun écho n'était perdu.

Ces essais, réalisés d'une part à l'aide d'un générateur d'impulsions UHF, et d'autre part en surveillant la circulation aérienne, ont fait apparaître la certitude de ne perdre aucun écho avec un léger avantage pour le téléviseur.

Lors des essais de comparaisons entre un PPI et un téléviseur, et dans le cas d'un avion se rapprochant de la station radar dans un azimut non connu, la première détection était toujours annoncée par un opérateur utilisant un téléviseur. Ceci est en partie dû à la facilité de lecture de l'image qui n'exige aucune attention soutenue.

Sur le transformateur décrit ci-dessus, les mesures suivantes ont été effectuées pour contrôler la sensibilité de l'ensemble.

A l'aide d'un générateur UHF, un signal représentant un écho était introduit dans la tête HF d'un récepteur radar. Le niveau UHF était ajusté pour que l'impulsion video observée sur un oscilloscope soit juste visible dans le bruit.

Ce signal était appliqué sur le tube pendant une partie de la rotation des bobines tournant à 8 tours/minute afin d'obtenir une portion de cercle sur la cible et d'éviter l'intégration par superposition d'impulsions au second tour.

Le signal de lecture était appliqué à un oscilloscope sur l'écran duquel une ligne de la trame télévision était sélectée et photographiée au 1/10e de seconde. Les résultats obtenus sont présentés sur les figures 11 à 13.

La figure 10 montre le signal radar inscrit, l'impulsion est juste visible vers le centre de la trace.

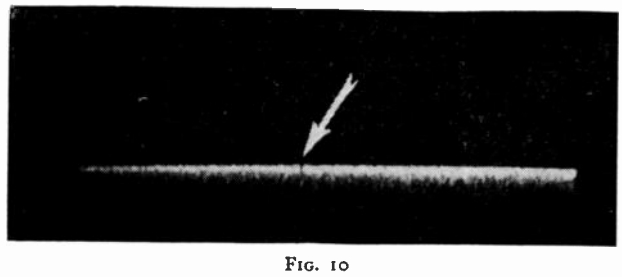


FIG. 10

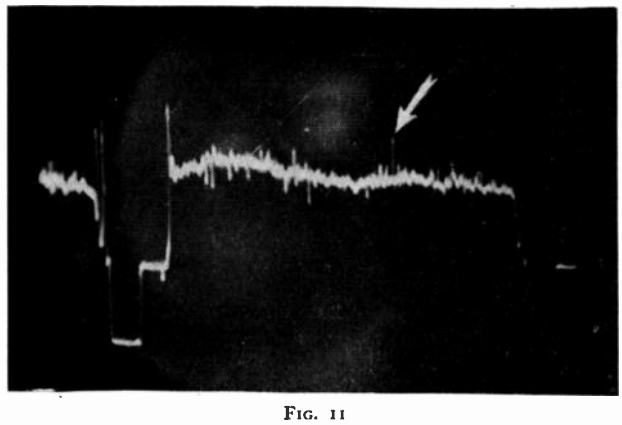


FIG. 11

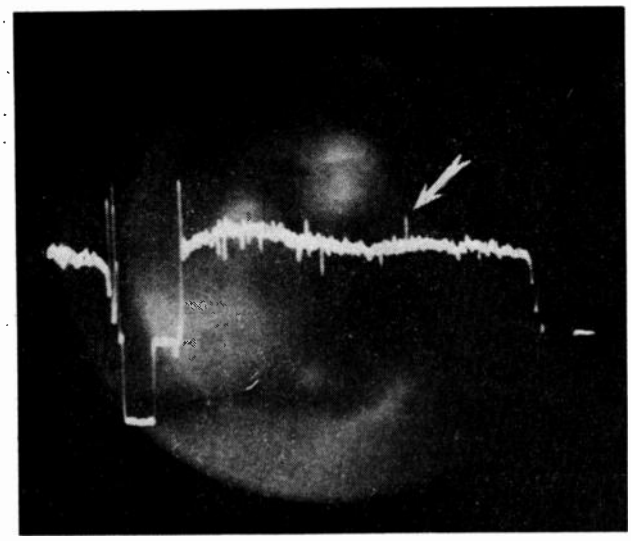


FIG. 12

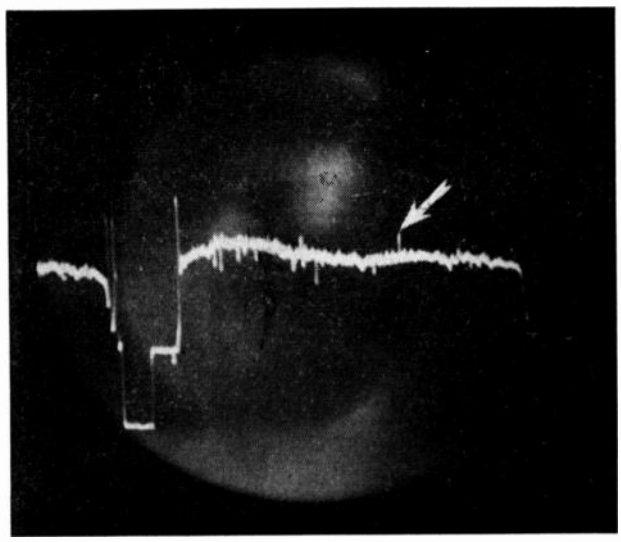


FIG. 13

L'impulsion lue apparaît nettement sur la figure 11 à droite du centre de la ligne. Le niveau de ce signal correspond à un point très brillant sur l'écran du téléviseur.

Les figures 12 et 13 ont été prises respectivement à 10 et 20 secondes après l'inscription.

Conclusion.

En raison des principaux avantages que nous venons de décrire, les perspectives d'utilisation du procédé sont pleines d'intérêts pour les exploitants.

Qu'il s'agisse d'aérodromes ou d'installations portuaires, nous espérons que le dispositif de transformation, en apportant une amélioration notable aux conditions d'exploitation actuelles, renforcera la sécurité et contribuera à étendre efficacement les domaines d'application du radar.

LA MÉTHODE D'ANALOGIE RHÉOÉLECTRIQUE, [1] SES POSSIBILITÉS ET SES TENDANCES

PAR

L. MALAVARD

Professeur à la Faculté des Sciences

IV. — Conditions aux limites et conditions particulières dans le champ.

1. Conditions aux limites.

1.1. — La principale difficulté d'application de la méthode rhéoélectrique réside le plus souvent dans la réalisation des conditions aux limites. Ces conditions fixent en effet le mode d'alimentation du modèle qui convient aux données du problème et de la possibilité ou de l'impossibilité de les remplir correctement dépend en définitive le succès d'exploitation de la méthode.

Les cas les plus simples et les plus immédiats sont bien connus. Par exemple, lorsque sur de grandes parties de la frontière du champ la fonction φ doit prendre des valeurs *constantes* et données, on sait qu'il suffit de matérialiser les parties correspondantes du modèle analogique par des *électrodes* dont les potentiels électriques seront établis à des valeurs proportionnelles à celles de la fonction. S'il n'y a que deux électrodes, on pourra les réunir directement aux bornes du générateur, s'il existe plusieurs électrodes à des potentiels différents, on pourra régler les valeurs correspondantes en alimentant, par exemple, chaque électrode par un potentiomètre séparé. Lorsque sur une partie de contour la dérivée normale $d\varphi/dn$ de la fonction est nulle (flux traversant nul en tout point), on utilisera évidemment une frontière *isolante* pour le modèle électrique.

Lorsque des réalisations de ce type concernent des problèmes bidimensionnels on remarquera que l'on passe d'un modèle de l'analogie A au modèle de l'analogie B en inversant la nature des frontières : une région recouverte d'une électrode pour A est isolante pour B et réciproquement.

1.2. — *Données de Dirichlet, Neumann et Fourier.* Habituellement, les conditions aux limites se présentent sous un aspect plus complexe. Considérons d'abord les cas les plus classiques concernant les champs plans. Dans le problème de Dirichlet, la fonction est connue au contour : elle est en général définie par une loi *continue* de φ le long de l'abscisse curviligne s. Pour la réalisation analogique, on est conduit à décomposer l'abscisse curviligne en éléments de largeur ε que l'on recouvre de petites électrodes e séparées les unes des autres par d'étroits intervalles isolants. Au moyen de potentiomètres p on peut porter chacune de ces électrodes à un potentiel électrique dont la valeur est proportionnelle à celle de la fonction φ prise au point milieu de l'élément ε correspondant. La loi donnée $\varphi(s)$ est ainsi remplacée par une loi approchée de variation par paliers dont chacun correspond à une électrode. En prenant un nombre suffisant d'électrodes, l'expérience a montré que ce type de réalisation donnait d'excellents résultats.

Les potentiomètres p sont montés en parallèle et branchés aux bornes du générateur. Afin d'assurer au mieux l'indépendance des circuits, leur résistance est assez faible (100 ou 200 Ω) de façon que le courant débité par une électrode soit négligeable devant celui qui circule dans le potentiomètre correspondant. Ainsi, le réglage d'une condition de Dirichlet est très rapide.

La disposition adoptée permet évidemment la mesure du flux moyen traversant un intervalle ε qui correspond au courant i débité par l'électrode e. D'après (1), ce courant donne une valeur *moyenne* de la dérivée normale $d\varphi/dn$ identifiée à dV/dn. On peut donc, inversement, établir une loi de dérivée normale au contour en réglant le courant i débité par chaque électrode : on reconnaît dans cette condition une donnée de Neumann.

Pour établir les courants i aux valeurs convenables, on utilise divers montages reproduits sur la figure 5*b* :

1° une résistance R *connue* est intercalée entre le potentiomètre p_1 et l'électrode e_1 : on règle p_1 de façon que la différence de potentiel aux bornes de R ait la valeur imposée (ce réglage est long parce que l'indépendance des divers circuits n'est pas réalisée).

[1] Suite de l'article paru dans le numéro 353-354, d'août-septembre 1956 de l'Onde Électrique.

2° une résistance $\mathcal{R}$ de très grande valeur réunit l'électrode e_2 à l'une des bornes du générateur (le choix dépend du sens imposé pour le courant i) ; la valeur de $\mathcal{R}$ est prise inversement proportionnelle à $d\varphi/dn$. Le réglage est ainsi quasi-automatique mais l'échelle des potentiels dans le modèle est très abaissée.

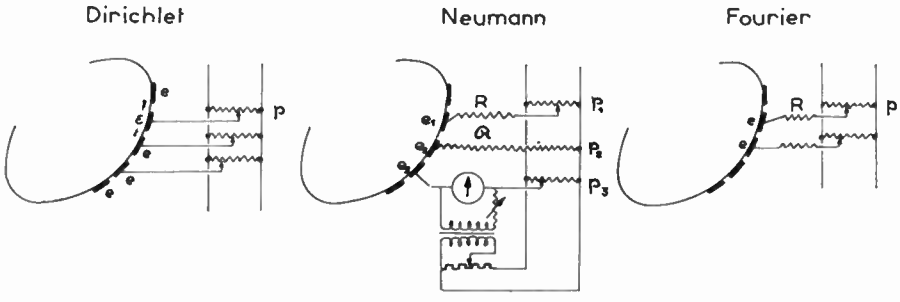


FIG. 5

3° un circuit à transformateur est intercalé entre l'électrode e_3 et le potentiomètre p_3. Ce dispositif construit par R. DUQUENNE se comporte comme un ampèremètre à résistance nulle et, p_3 une fois réglé pour le courant imposé, le potentiel de e_3 est conservé au cours du réglage des autres électrodes.

Dans le problème de FOURIER intervient une relation linéaire entre la fonction φ et la dérivée normale $d\varphi/dn$ (n, normale intérieure) :

$$\varphi - a\frac{d\varphi}{dn} = b \qquad (17)$$

a (s) (positif) et b (s) étant donnés en chaque point de la frontière. En utilisant encore la réalisation précédente des petites électrodes de contour, on peut remplir en moyenne la condition pour chacune d'elles en écrivant (17) sous la forme :

$$i.\frac{a}{\sigma\, h\varepsilon} = b - V \qquad (18)$$

(φ étant identifié à V et $d\varphi/dn$ à $\dfrac{dV}{dn} = -\dfrac{i}{\sigma h\varepsilon}$). La condition (18) est automatiquement satisfaite si l'on réunit l'électrode e au potentiomètre p par une résistance R égale à $a/\sigma h\varepsilon$ et si l'on règle p au potentiel $\overline{V} = b$.

Nous avons utilisé ce montage pour la première fois en 1932 pour résoudre un problème concernant l'aérodynamique des ailes [43] (appareil calculateur d'ailes). Habituellement, les conditions de Fourier interviennent dans les questions d'échanges de chaleur toutes les fois qu'il faut tenir compte d'un coefficient de passage thermique (terme a de (17)) : l'exemple de la figure 6 concerne le montage analogique utilisé pour étudier une plaque indéfinie dont l'un des bords est chauffé sur un intervalle AB (température extérieure $T = 100°$ et coefficient de passage constant donné le long de AB) le reste étant maintenu à une température $T = 0°$. Le champ représenté est celui des isothermes de la plaque ; il est amusant de signaler que ce champ est aussi celui dû aux tourbillons libres loin en arrière d'une aile rectangulaire d'envergure AB. Dans sa communication[3], M. REVUZ donne un autre exemple de condition de Fourier relative à un problème d'hydrodynamique il s'agit de la représentation d'un jet de soufflage à l'arrière d'un obstacle profilé.

Les diverses réalisations dont il vient d'être question à propos de problèmes plans se transposent sans difficulté aux champs à trois dimensions. Dans ce cas, la *surface* frontière est recouverte d'un carrelage d'électrodes toujours séparées par un réseau d'étroits

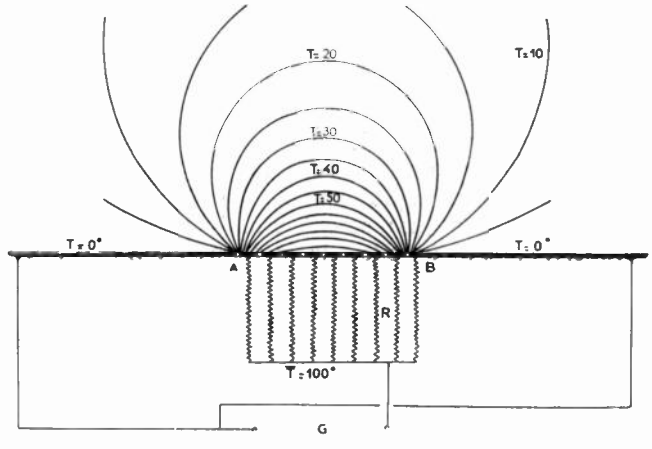


FIG. 6

intervalles isolants. La fabrication pratique de ce carrelage est effectuée, en général, en utilisant une projection au pistolet de peinture conductrice à l'argent sur un support isolant. Les montages électriques extérieurs sont les mêmes que ceux qui viennent d'être décrits.

1.3. — Dans l'étude des potentiels de double couche on retrouve des données des types précédents mais avec une condition supplémentaire portant sur les flux, condition qu'un montage électrique simple permet de remplir automatiquement. Considérons,

par exemple, un feuillet ou plus simplement, dans le cas plan, une courbe (C) formant « coupure » de part et d'autre de laquelle le potentiel prend des valeurs différentes φ^+ (s) et φ^- (s) de telle sorte que la dérivée normale $d\varphi/dn$ demeure *continue* à la traversée de (C) (même sens positif de la normale sur les deux bords). Le modèle analogique de la coupure (C) peut être réalisé en une lame mince isolante dont les deux faces sont recouvertes de petites électrodes e^+, e^- disposées en vis-à-vis comme le montre la figure 7. En alimentant *séparément* chaque

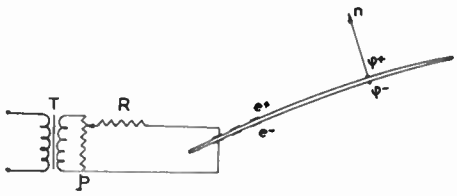


Fig. 7

paire d'électrodes (e^+, e^-), par exemple au moyen d'un transformateur T, la condition de continuité de la dérivée normale est satisfaite automatiquement puisque la même intensité i traverse l'une et l'autre des électrodes e^+, e^-.

Ce montage permet, en disposant le potentiomètre p au secondaire de T, d'établir une différence de potentiel $(\varphi^+ - \varphi^-)$, ou d'imposer suivant l'un des modes indiqués plus haut, toutes valeurs convenables de $d\varphi/dn$ le long de (C). Enfin, en introduisant une résistance R dans le circuit du secondaire, on peut généraliser à ce cas la donnée de Fourier et satisfaire en tout point de la coupure une condition du type :

$$(\varphi^+ - \varphi^-) - a\frac{d\varphi}{dn} = b\,; \qquad (19)$$

il suffit de choisir la valeur de R proportionnelle à a, et la différence de potentiel prise sur le potentiomètre p égale à b.

1.4. — Diverses relations non linéaires entre la fonction φ et ses dérivées normales $d\varphi/dn$ et tangentielles $d\varphi/ds$ peuvent être représentées comme conditions aux limites par le montage à résistance R et potentiomètre p_1 : en général, le réglage se fait dans ce cas par approximations successives. Ce procédé a été utilisé dans de nombreuses applications, par exemple dans les problèmes thermiques lorsque le coefficient de passage a est fonction de la différence de température à priori inconnue et aussi dans certains problèmes non linéaires de la théorie de l'aile.

1.5. — *Frontières de forme a priori inconnue.* Dans certaines applications, le domaine de définition n'est pas entièrement connu : la forme d'une partie de la frontière est définie par une condition dans laquelle interviennent les valeurs de la fonction φ ou de ses dérivées. C'est ainsi que dans certains problèmes d'infiltration à travers des digues poreuses, les cotes z de la surface dite de « saturation » qui limite l'écoulement à sa partie supérieure, doivent être proportionnelles à φ (s) ; comme la fonction φ dépend elle-même de la forme de cette surface, la construction du modèle analogique ne peut être obtenue que par des approximations successives portant sur la forme de la surface cherchée. Lorsque le problème est bidimensionnel, l'usage de papier graphité dans lequel on peut découper commodément les contours est très précieux ; on peut

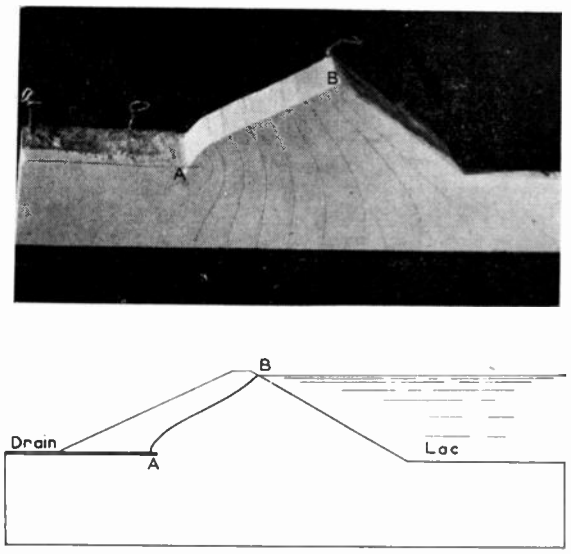


Fig. 8

aussi utiliser des modèles en plâtre (fig. 8) que l'on taille jusqu'à obtenir la ligne ou la surface qui satisfait aux conditions du problème ; ce dernier procédé a été employé avec succès par Huard de la Marre[3] pour des déterminations d'écoulements tridimensionnels.

En hydrodynamique, de nombreux problèmes de « surfaces libres » ont fait l'objet de réalisations analogiques comparables : nappes déversantes, mouvements de la houle, cavitations, etc. Les questions

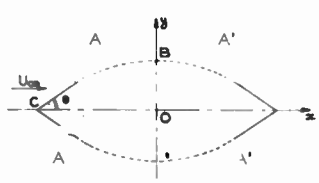


Fig. 9 *a*

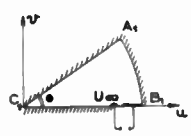


Fig. 9 *b*

de « lignes de jets » et de sillages indéfinis conduisent à rechercher une frontière le long de laquelle le gradient est constant. Un problème classique est celui de l'écoulement autour de deux bilames entre lesquels existe une zone de fluide mort (fig. 9*a*). Les lignes AA' sont déterminées au bassin électrique par approximations successives en retouchant convenablement les contours correspondants jusqu'à obtenir la condition imposée. En électrostatique ou

en électrolyse, la recherche de formes d'électrodes à gradient constant ou très progressif pose des problèmes similaires.

1.6. — *Champs plans illimités.* Assez souvent, le champ à représenter est théoriquement illimité ; on peut alors être gêné par les dimensions nécessairement finies du modèle analogique : les effets d'« images » dus à la présence des parois peuvent être la cause d'erreurs non négligeables. Pour écarter autant que possible ces inconvénients, on est conduit à utiliser de très grands bassins dans lesquels la région intéressante du champ n'occupe qu'une très faible partie.

Lorsque le problème est plan, l'élimination des troubles provoqués par les limites peut être obtenue

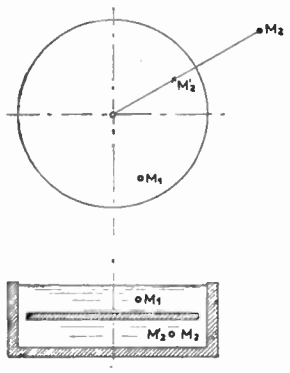


FIG. 10

assez simplement. Divers artifices ont été proposés : on peut, par une inversion, ramener le domaine extérieur à un cercle (de rayon arbitrairement choisi) à l'intérieur de ce cercle : le modèle est alors constitué de deux parties dont l'une correspond à l'intérieur et l'autre à l'extérieur du domaine. On a ainsi réalisé des bassins circulaires (fig. 10) séparés en deux parts au moyen d'une cloison isolante horizontale de façon que la hauteur d'eau soit la même de part et d'autre : les deux parties de ce bassin communiquent sur les bords en ménageant un certain intervalle entre la cloison et les parois verticales de façon que tout le long de la circonférence limite, il y ait raccordement des potentiels. Des modèles du même type, mais de réalisation encore plus sim-

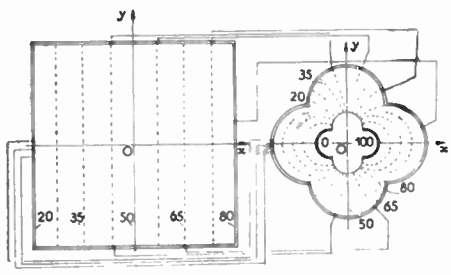


FIG. 11

ple, peuvent être obtenus en superposant deux feuilles circulaires de papier teledeltos collées sur leur bord.

L'inversion peut être appliquée à un carré de sorte que le domaine situé à l'extérieur de celui-ci se retrouve à l'intérieur d'une aire quadricirculaire comme le montre la fig. 11. Un bassin spécial construit suivant cette forme peut être associé à tout autre bassin carré, transformant ainsi ce dernier en un bassin illimité. Le raccordement des potentiels est réalisé en disposant aux contours des deux bassins des petites électrodes très nombreuses reliées électriquement deux à deux. Un dispositif de ce type a été mis au point par P. MARTY et G. RENARD et donne toute satisfaction ; il présente l'avantage de permettre une exploration commode et complète de tout le champ (partie directe et inverse) et de pouvoir être monté avec n'importe quel bassin carré (ou même rectangulaire) déjà existant. Son utilisation peut rendre inutile la construction de grandes cuves planes dont l'installation pose parfois d'ennuyeux problèmes (encombrement, médiocre accessibilité, dimensions prohibitives du dispositif mécanique d'exploration, etc.).

2. CONDITIONS PARTICULIÈRES DANS LE CHAMP.

2.1. — *La représentation des singularités.* On peut avoir dans certains cas à envisager des singularités de potentiel ; nous en donnerons quelques exemples en nous limitant aux champs *plans*. Les singularités les plus simples sont les singularités logarithmiques, lesquelles correspondent pour la fonction analytique $f(z) = \varphi + i\psi$, à une partie principale $K \log (z - z_0)$ lorsque z est voisin de z_0 ($z = x + iy$). Au voisinage de z_0, les lignes potentielles sont des circonférences concentriques et il y a un flux d'électricité à travers ces circonférences. La singularité sera donc représentée dans le bassin par une électrode auxiliaire formée par un fil vertical très fin (source électrique de débit proportionnel à K). Les réalisations relatives à l'analogie B (ψ identifié au potentiel électrique V) sont un peu plus délicates car V est alors multiforme et doit augmenter de $2\pi K$ pour un tour autour de z_0. Si la singularité est isolée, on peut réaliser la partie du champ comprise dans un angle θ de sommet z_0 en limitant le bassin par deux électrodes qui font cet angle et portées à des potentiels V_1 et V_2 ; on a alors $V_2 - V_1 = K\theta$. Pour éviter que les électrodes ne viennent en contact en z_0 on exclut ce point du champ par un isolant dont la section droite forme un arc de cercle entre les deux électrodes.

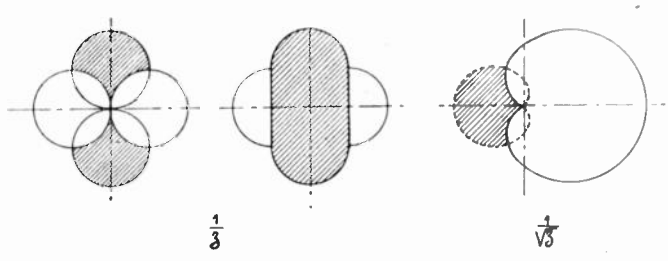


FIG. 12

Si la singularité n'est plus isolée et si l'on ne connaît, à priori, aucune ligne potentielle, on est conduit à matérialiser dans le bassin une « coupure » issue de z_0 en recouvrant les faces d'une mince paroi isolante d'électrodes en vis-à-vis comme il a été dit en 1.3. Chaque paire d'électrodes a une alimentation indépendante par un transformateur de façon à assurer, pour chaque couple (e^+, e^-), le saut de potentiel $2\pi K$ qui existe entre les deux faces de la coupure. Bien entendu, la coupure se termine par un petit cylindre isolant centré autour de z_0.

D'autres types de singularités, par exemple $K/(z-z_0)$ (doublet) ou $K/\sqrt{z-z_0}$ se représentent en matérialisant par des électrodes ou des portions isolantes des arcs de lignes potentielles et de lignes de courant qui correspondent à la singularité au voisinage immédiat de celle-ci. Les figures 12 *a* et *b* montrent clairement le mode de réalisation analogique de telles singularités.

2.2. — *Champs multiformes.* De nombreux problèmes pratiques amènent à considérer des champs multiformes : c'est le cas, par exemple, de la détermination du potentiel des vitesses d'un écoulement autour d'un profil d'aile (circulation non nulle autour de l'obstacle). Lorsque le problème est bidimensionnel (champs plans ou de révolution), on choisit, en général, celle des deux analogies qui porte sur la fonction uniforme. On peut cependant représenter un potentiel *non uniforme* en utilisant le même montage que celui envisagé à propos de la singularité logarithmique. La figure 13 donne un exemple

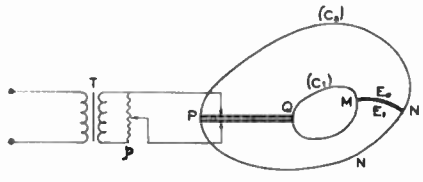


FIG. 13

simple : les contours C_1 et C_2 sont supposés correspondre à deux potentiels électriques différents φ_1 et φ_0, la détermination des équipotentielles ne présente évidemment aucune difficulté et l'application de l'analogie A est immédiate ; si l'on veut obtenir, par contre, les lignes de flux (analogie B ; fonction ψ, conjuguée de φ, identifiée au potentiel électrique du nouveau montage), on est obligé d'établir une coupure MN suivant l'une de ces lignes préalablement déterminée (obtenue, par exemple, par tracé orthogonal d'après la carte des équipotentielles). Les deux faces conductrices de MN servent d'électrodes et assurent l'alimentation du bassin. Si aucune ligne de flux n'est connue à priori, on peut placer une coupure *rectiligne PQ* avec petites électrodes en vis-à-vis et alimentation par transformateur du type déjà vu à propos de la singularité logarithmique.

2.3. — *Champs polydromes.* Le procédé que nous avons indiqué en 1.6 pour *transvaser* un champ d'une région à une autre au moyen de petites électrodes qui relient des points correspondants peut être utilisé pour la représentation de champs polydromes. Les feuillets qui se recouvrent sont séparés pour la réalisation analogique comme le montre l'exemple de la figure 14. Dans ce cas, l'utilisation de papier

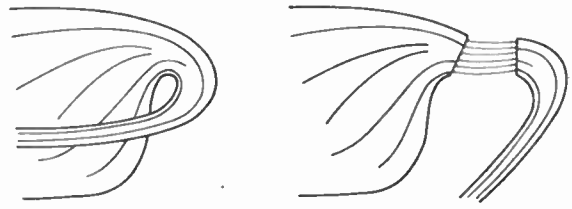


FIG. 14

graphité comme modèle conducteur est particulièrement commode (cf. les travaux de R. LEGENDRE et J. REVUZ [190] pour le calcul de grilles d'aubes correspondant à des hodographes donnés).

2.4. — *Domaines de conductivités différentes.* Certaines applications conduisent à considérer un modèle conducteur dont la résistivité varie brusquement lorsqu'on passe d'une région à une autre. Lorsque les conductivités ne sont pas trop différentes, dans un rapport de 1 à 5 par exemple, et que le problème est bidimensionnel, on peut remplacer la variation de conductivité par une variation de la hauteur du liquide dans le bassin. Le fond du bassin présente ainsi une discontinuité de façon que le rapport des profondeurs d'électrolyte soit égal au rapport des conductivités ($h_1/h_2 = \sigma_1/\sigma_2$). Pour conserver une uniformité convenable du champ, on peut munir la frontière de pointes verticales conductrices qui assurent la constance du potentiel en profondeur. On préfère souvent remplacer ce système de herse par une séparation complète des deux régions, en disposant une paroi étanche recouverte d'électrodes en cavaliers. Cette réalisation est plus souple parce qu'elle évite de creuser le bassin et procure une possibilité plus large de variation du rapport σ_1/σ_2 en modifiant la conductivité des masses liquides contenues dans les compartiments séparés ; on peut ainsi agir à la fois sur les valeurs de ces conductivités et sur les hauteurs du liquide.

La transposition de ces procédés aux bassins inclinés et hyperboliques (champs de révolution) ne présente aucune difficulté. Par contre, la réalisation de champs tridimensionnels à résistivité variable est beaucoup plus délicate : on a envisagé l'emploi de conducteur solide (ciment et graphite, par exemple) pour représenter l'une des régions ou encore de gelées colloïdales (agar-agar et graphite) ; parfois, on peut compartimenter le volume et « transvaser » le champ d'un compartiment à un autre par report des potentiels au moyen de carrelage d'électrodes (extension en tridimensionnel des procédés indiqués pour les domaines polydromes).

V. — Possibilités et domaines d'application de la méthode rhéoélectrique.

1. GÉNÉRALISATIONS THÉORIQUES DIVERSES.

On peut se demander s'il est vraiment utile de donner ici une description même sommaire des différentes applications de l'analogie rhéoélectrique :

ce qui a été dit, en effet, sur le principe de la méthode paraît éclairer suffisamment le domaine de ses possibilités. Le théoricien pourra s'en contenter : il lui suffit, par exemple, de savoir que l'on peut représenter analogiquement des fonctions harmoniques pour en déduire que tout problème concernant les fonctions analytiques pourra éventuellement être abordé par ce procédé. Le praticien préfèrera peut-être recevoir quelques explications complémentaires sur certains aspects un peu plus cachés et souvent indirects mais dont l'exploitation pratique est parfois des plus profitables.

1.1. — *Transformations conformes rhéoélectriques.*

Il est bien connu que la résolution de certains problèmes de champs Laplaciens peut être facilitée par une transformation conforme du domaine donné sur un autre domaine. La méthode rhéoélectrique permet d'établir pratiquement de telles représentations conformes. Le principe en est simple : soit à déterminer la correspondance conforme entre deux domaines (D) et (d) respectivement tracés dans les plans des variables complexes Z et z ; on peut envisager dans ce but un potentiel complexe $f(Z)$ ou $f(z) = \varphi + i\psi$ défini à l'intérieur de (D), donc aussi par la représentation conforme, à l'intérieur de (d). Si

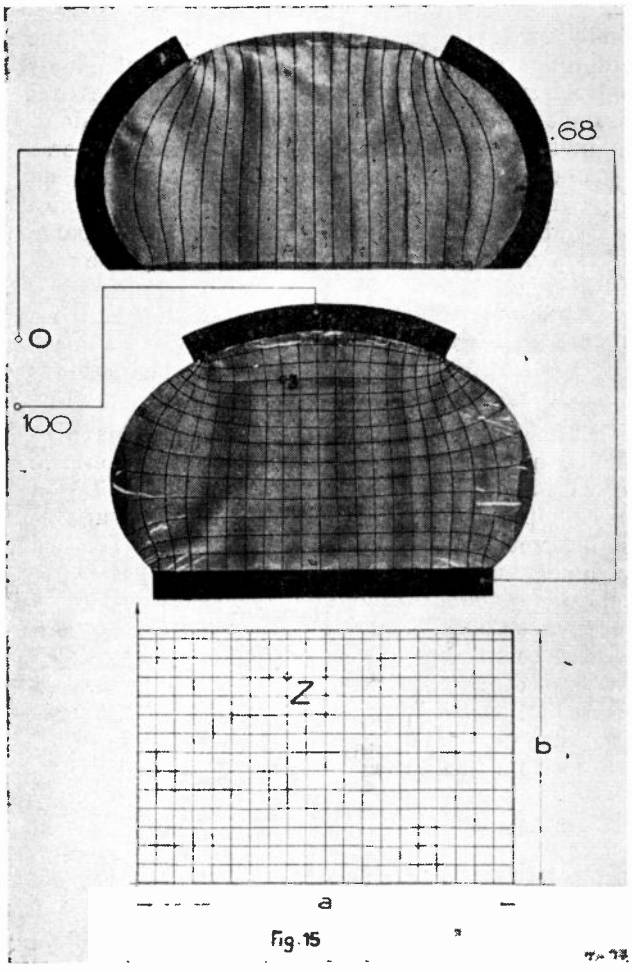


Fig. 15

FIG. 15

l'on est capable de déterminer, expérimentalement ou par le calcul, les deux réseaux des lignes φ et ψ constantes dans les deux plans Z et z, on atteindra *pratiquement* la représentation conforme puisque deux points *homologues* z et Z sont caractérisés par les mêmes valeurs de φ et ψ. En principe, le choix du potentiel complexe f importe peu, mais en pratique, on le prend de façon que les deux conditions suivantes soient remplies :

1° f est aisé à calculer en tout point de Z ;

2° f donne au contour de (d), des conditions aux limites simples (par exemple, φ et ψ constants) afin que l'on puisse définir ce potentiel complexe $f(z)$, dans le plan z, en utilisant une *réalisation rhéoélectrique* aussi immédiate que possible.

Cette méthode est utilisée de façon courante pour déterminer la correspondance, avec conservation du point à l'infini, entre l'extérieur d'un contour quelconque (C) et l'extérieur d'un cercle. On utilise, dans ce cas, la fonction analytique $f = Z + a^2/Z$ (a = rayon du cercle), très aisée à calculer dans le plan Z et définie dans le plan z par le réseau expérimental des lignes φ et ψ obtenues en utilisant les deux analogies A et B d'un champ uniforme troublé par la présence d'un obstacle dont la section droite reproduit le contour (C). L'application pratique la plus importante concerne l'étude des profils d'aile [98].

Des montages analogiques très simples permettent d'établir la correspondance entre une aire simplement connexe et l'aire d'un rectangle (fig. 15) ou du cercle (utilisation pour la résolution de divers problèmes d'hydrodynamique et d'élasticité). On peut encore déterminer la correspondance de deux domaines de type annulaire. On a utilisé aussi ce procédé pour faire correspondre l'extérieur de deux contours sur deux segments rectilignes ou, plus généralement, d'une « cascade » de contours identiques (grilles d'aubes) sur une grille de segments rectilignes. Bien d'autres transformations sont possibles [153].

1.2. — *Modèles de fonctions rationnelles et résolution d'équations algébriques.* L'étude des propriétés des réseaux électriques formés de résistances, selfs et capacités et, en général, l'analyse du fonctionnement de servo-mécanismes amènent à s'intéresser à la représentation analogique de fonctions algébriques :

$$f(z) = K \frac{(z - z_1)\ (z - z_2) \ldots}{(z - z'_1)\ (z - z'_2) \ldots} \qquad (20)$$

dont les zéros et les pôles peuvent être matérialisés sous forme rhéoélectrique par des sources et des puits lorsqu'on considère la partie réelle de log. $f(z)$. Dans un ordre d'idées voisin, on peut entreprendre la résolution d'équations algébriques,

$$F(z) = A_n z^n + A_{n-1} z^{n-1} + \ldots A_1 z + A_0 = 0 \qquad (21)$$

par un procédé similaire dont le principe avait déjà été indiqué en 1858 par Félix Lucas : on considère

un polynôme auxiliaire $f(z) = (z - \lambda_1)(z - \lambda_2) \ldots (z - \lambda_{n+1})$ où les λ sont réels, inégaux et choisis ad libitum et l'on calcule les coefficients de la décomposition $F/f = \Sigma_k (\mu_k/z - \lambda_k)$; si l'on remarque alors que la fonction $G(z) = \Sigma_k \mu_k Ln(z - \lambda_k)$ est le potentiel complexe de sources, d'intensités μ_k placées sur l'axe réel du plan complexe z au point λ_k, on voit que les racines cherchées correspondent aux zéros de dG/dz, donc au points nodaux de l'écoulement $G(z)$. Pour obtenir expérimentalement G, on peut représenter au bassin électrique [136], soit sa partie réelle, soit sa partie imaginaire.

1.3. — *Champs du type poissonien.* Les développements envisagés jusqu'à présent concernaient des équations du type (9) mais il reste bien entendu, que la méthode d'analogie rhéoélectrique peut s'appliquer à toutes les équations qui se ramènent, par des transformations bien connues en Analyse, à la forme précédente (9).

Des équations du type (9), mais avec second membre connu, se ramènent à une équation sans second membre quand on connaît une solution particulière $\varphi_0(x, y)$; la réalisation analogique porte alors sur une fonction qui est la différence $\varphi - \varphi_0$. L'exemple le plus simple concerne évidemment l'équation de Poisson $\Delta\varphi = K$ où le second membre est une constante. On peut citer comme application bien connue de l'analogie rhéoélectrique les études concernant la torsion des barreaux cylindriques : on a ici $K = -2$ et la fonction φ est nulle au contour ; on se ramène alors à l'étude d'une fonction harmonique que l'on peut prendre de la forme $\Phi = \varphi - \frac{1}{2}(x^2 + y^2)$ où les données aux limites sont du type de Dirichlet. On a aussi proposé d'alimenter le bassin électrique par des électrodes filiformes régulièrement réparties dans le champ et débitant des intensités proportionnelles à K : le résultat est moins satisfaisant que celui obtenu par la réalisation précédente.

1.4. — *Equations non linéaires.* La résolution de certaines équations aux dérivées partielles peut encore être abordée par approximations successives, dont chacune s'obtient par expérimentation analogique. C'est ainsi que la méthode rhéoélectrique devient applicable à des équations non linéaires.

Un cas usuel est celui d'une fonction φ qui dépend d'une équation de la forme précédente (9) mais avec un facteur λ qui ne dépend pas seulement des coordonnées x et y, mais aussi de la solution cherchée (par exemple, des valeurs de φ et de ses dérivées). A chaque approximation, on est alors conduit à modifier la profondeur $h(x, y)$ du liquide, c'est-à-dire à tailler le fond du bassin, pour représenter convenablement les valeurs de λ obtenues par l'approximation précédente. Le premier exemple d'application traité de cette façon est celui bien connu de G.I. Taylor [26] : représentation analogique d'un écoulement de fluide compressible (la densité ρ du fluide qui joue alors le rôle de λ, est fonction de la vitesse, c'est-à-dire des dérivées de φ).

Une autre méthode consiste à écrire l'équation à résoudre sous la forme :

$$\frac{\partial^2\varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2\varphi}{\partial y^2} = F\left(\varphi, \frac{\partial\varphi}{\partial x}, \frac{\partial\varphi}{\partial y}, x, y, \ldots\right) \qquad (22)$$

(où F peut être finalement considéré comme fonction implicite de x et y) et à la comparer à l'équation (5) du potentiel dans un conducteur plan d'épaisseur variable $h(x, y)$, écrite sous la forme :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = -\left(\frac{\partial V}{\partial x} \cdot \frac{\partial}{\partial x}\log h + \frac{\partial V}{\partial y} \cdot \frac{\partial}{\partial y}\log h\right) \qquad (23)$$

En identifiant la fonction F au second membre de (23), la profondeur h est donnée par :

$$\frac{d}{ds}\log h = -F\Big/\frac{dV}{ds} \qquad (24)$$

où dV/ds désigne le gradient du potentiel et s l'abscisse curviligne comptée le long d'une ligne de courant.

Les approximations successives portent sur la valeur de $F(x, y)$; le fond modelé du bassin est obtenu par retouches convenables. La méthode a été appliquée pour tenir compte de la charge d'espace dans l'étude de trajectoires électroniques des tubes à vide [132].

1.5. — *Equations biharmoniques.* C'est aussi par un procédé d'approximations successives, mais portant cette fois sur des conditions aux limites, qu'il est possible de résoudre par un montage rhéoélectrique, des équations du type biharmonique :

$$\frac{\partial^4\Phi}{\partial x^4} + 2\frac{\partial^4\Phi}{\partial x^2\,\partial y^2} + \frac{\partial^4\Phi}{\partial y^4} = 0 \qquad (25)$$

On représente la fonction biharmonique $\Phi(x, y)$ par une relation simple faisant intervenir deux fonctions harmoniques $\varphi(x, y)$ et $\psi(x, y)$ définies dans le même domaine que Φ : on peut écrire, par exemple :

$$\Phi(x, y) = x\,\varphi(x, y) + \psi(x, y) \qquad (26)$$

lorsque Φ est pair en x. La recherche de Φ peut alors se ramener à la détermination des deux fonctions harmoniques φ et ψ que l'on peut représenter analogiquement en identifiant ces fonctions à des potentiels électriques. La seule difficulté réside dans la réalisation des conditions aux limites ; à la frontière on connaît, en général, Φ et sa dérivée normale $d\Phi/dn$, on a donc à satisfaire en chaque point du contour :

$$x\varphi + \psi = \Phi \quad \text{et} \quad \varphi\cos\alpha + x\frac{d\varphi}{dn} + \frac{d\psi}{dn} = \frac{d\Phi}{dn} \qquad (27)$$

(α : angle de n avec Ox). Ces relations font intervenir les valeurs, a priori inconnues, des potentiels φ et ψ au contour et des dérivées normales $d\varphi/dn$ et $d\psi/dn$: on parvient par tâtonnements successifs en passant des résultats d'un modèle concernant l'une des fonctions (φ par exemple) à l'autre modèle (relatif à ψ) à remplir finalement les conditions imposées.

2. Domaines pratiques d'applications.

La méthode d'analogie rhéoélectrique est en définitive un *moyen* d'étude et de calcul ; pour apprécier l'intérêt d'un tel outil, l'ingénieur souhaitera connaître les services que ce procédé a déjà rendus à la technique et l'usage que l'on a pu en faire dans les diverses branches de la physique et de l'industrie. Les exemples d'utilisation pratique cités dans la suite de cet exposé sont destinés à fournir quelques renseignements à ce sujet.

Les applications concernant l'*Electrostatique* sont particulièrement immédiates et l'analogie se réduit presque à une similitude, les deux ordres de faits comparés étant aussi proches qu'il est possible. Les cas traités sont nombreux et variés : champs diélectriques autour et à l'intérieur d'isolateurs de tous types pour déceler les dangers de pertes superficielles ou de claquage ; analyse de champs autour de disjoncteurs et d'interrupteurs ; études diverses concernant la construction des transformateurs industriels et examen de l'effet d'une onde à front raide, étude de dépoussiéreurs, calculs de capacités de condensateurs de formes spéciales, d'isolateurs en chaîne, de câbles en présence et par rapport à la terre, détermination des actions mutuelles de masses électriques, etc.

La construction de dispositifs *électroniques*, tubes lentilles, microscopes ou télescopes, tubes cathodiques, multiplicateurs d'électrons, utilise souvent l'analogie rhéoélectrique pour définir, comme il a déjà été signalé, les directions des faisceaux d'électrons et pour améliorer les formes des électrodes, plaques ou grilles, du matériel en projet.

Dans l'industrie de l'*Electrolyse*, on s'efforce, en général, d'obtenir certaines qualités des dépôts qui dépendent de la densité superficielle du courant, c'est-à-dire en définitive, de l'ensemble du champ créé entre l'anode et la cathode. L'étude de ce champ peut être entreprise avec avantage sur un modèle rhéoélectrique.

Les applications au *Magnétisme* et à l'*Electromagnétisme* sont aussi très nombreuses, qu'il s'agisse de calcul de la réluctance d'un entrefer de forme spéciale ou du champ d'un bobinage.

L'étude par analogie rhéoélectrique des champs *thermiques* stationnaires est classique pour tout problème de chauffage de bâtiments ou de fours. Le tracé des équipotentielles fournit directement les isothermes et par l'autre analogie, si le problème est bidimensionnel, les lignes de flux calorifique. Les milieux de conductivité calorifique variable se représentent sans difficulté comme il a été expliqué en IV.2.4. On a vu que la condition de Fourier, pour tenir compte d'un coefficient de passage entre matériaux de nature différente, pouvait être satisfaite très simplement. Dans la bibliographie en fin d'article, on trouvera quelques exemples d'applications techniques et en particulier une étude du refroidissement par jet d'air d'un disque de turbine de moteur à réaction et un travail sur un phénomène d'évaporation dans un arc à mercure [151] où le calcul analogique du champ calorifique posait un problème particulier de conditions aux limites.

En *Elasticité*, la méthode rhéoélectrique est d'usage courant [162] pour le calcul de la somme des contraintes principales d'un état élastique plan ; elle sert dans ce cas comme auxiliaire de la photoélasticité et les modèles analogiques fabriqués en papier graphité télédeltos sont très appréciés pour leur commodité d'emploi. La torsion des barreaux cylindriques a fait l'objet de nombreuses études : la fonction de tension est régie par une équation de Poisson dont on a vu en 1.3 le mode de résolution rhéoélectrique ; lorsque le domaine n'est pas simplement connexe (cas du barreau troué) on peut utiliser un montage analogique à alimentation indépendante qui assure automatiquement une des conditions concernant le déplacement [90]. La détermination des contraintes d'un arbre de révolution de diamètre variable soumis à la torsion a fait l'objet de diverses et intéressantes réalisations : les équations qui régissent ce phénomène sont du type :

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{1}{y^3}\frac{\partial \varphi}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(\frac{1}{y^3}\frac{\partial \varphi}{\partial y}\right) = 0 \qquad (28)$$

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(y^3\frac{\partial \psi}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(y^3\frac{\partial \varphi}{\partial y}\right) = 0 \qquad (29)$$

que l'on résout en utilisant des bassins de profondeur variable en y^3 ou $1/y^3$ suivant l'analogie utilisée. Des études pratiques concernant l'abaissement du facteur de concentration des contraintes dans des entailles ou des congés de raccordement ont pu être ainsi exécutées.

L'étude de la flexion pure d'un barreau amène encore à une équation susceptible d'être résolue par analogie rhéoélectrique. Enfin, on a vu plus haut en 1.5 un mode de représentation de la fonction biharmonique qui peut être utilisé pour l'analyse des contraintes d'un état élastique plan.

En *Hydraulique* et en *Hydrodynamique*, la méthode a été exploitée pour des études sur les déversoirs (détermination de la surface libre de la nappe déversante), pour calculer les débits dans les canaux, pour évaluer les pressions sur une digue dans le mouvement de la houle, pour analyser l'écoulement autour de carènes de navires, etc.

Les problèmes d'*infiltration* des eaux dans des terrains perméables ont fait l'objet de nombreuses recherches : écoulement des eaux sous des massifs ou des batardeaux, drainage des terrains, écoulement à travers des digues en terre avec détermination de la surface de saturation et compte tenu de la surface

de ruissellement, analyse de la présence de palplanches, étude de la dimension et de la position des drains, etc.

Les travaux concernant la résolution de questions intéressant l'*Aérodynamique* sont très importants et très variés comme en témoigne l'abondante littérature publiée à leur sujet. Un laboratoire spécialisé d'analogies rhéoélectriques a été créé en France à l'O.N.E.R.A. pour répondre aux besoins de l'industrie aéronautique. Il serait trop long de citer ici les diverses études entreprises sur ce sujet ; les installations rhéoélectriques sont maintenant considérées comme un auxiliaire précieux des soufflleries et des bureaux de calcul pour tout ce qui concerne l'étude et le calcul d'écoulements autour de profils isolés de tous types, de grilles d'aubes de compresseurs ou de turbines, de déterminations des caractéristiques d'ailes droites (calculateur d'ailes) ou d'ailes modernes en flèche (calculateur de surfaces portantes) ou d'hélices (calculateur d'hélices) ou de corps fuselés et d'entrées d'air, de détermination du coefficient de captation dans le problème du givrage, etc.

Bien d'autres applications pourraient encore être citées : analyse de phénomènes de *diffusion*, problèmes de *lubrification*, étude de la *conduction tellurique* pour la prospection du pétrole, et parfois des exploitations inattendues telles que l'analyse d'un tremblement de terre sur une digue retenant un lac ou. en météorologie, l'étude schématique du mouvement de l'atmosphère pour la prévision du temps.

(A suivre).

La bibliographie sera publiée avec la troisième partie de cet article.

SUR LES PRINCIPES DES CALCULATRICES NUMÉRIQUES UNIVERSELLES (1)

PAR

F.-H. RAYMOND

Chef de Travaux au Conservatoire National des Arts et Métiers
Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure de l'Armement
Directeur de la Société d'Electronique et d'Automatisme

3.5. — Une généralisation formelle.

Le point de vue physique nous a conduit à des notions qui, présentées de manière formelle, constituent une algèbre particulière, celle de Boole, en souvenir du savant anglais auquel on doit l'application d'un formalisme mathématique à la logique (2).

Considérons donc un ensemble de variables bivalentes, c'est-à-dire telles que chacune d'elles ne prend que l'une des valeurs o et 1. Cet ensemble est muni d'une structure d'algèbre de Boole si les opérations suivantes : *réunion* et *intersection* associent à deux variables x et y de l'ensemble une troisième variable suivant les règles indiquées dans les tableaux rencontrés plus haut.

$S = x + y$ est la somme booléenne ou *réunion* de x et y ou encore *addition logique*,

$p = x.\,y$ est le *produit booléen* ou *intersection* de x et y.

On utilisera maintenant les signes « + » et « . » à la place de $\cup$ et $\cap$.

En fait, n'oublions pas que $x = 1$ signifie que la grandeur, et mieux toute grandeur associée appartient à C_1, pareille remarque vaut pour $x = o$. Alors S est associé à C_1 si l'une ou l'autre, ou les deux, sont associés à C_1 et P est associé à C_1 si simultanément x et $y \in C_1$ (1).

Ainsi, c'est une convention que o et 1 représentent les deux valeurs (au sens général du mot) d'une variable en algèbre de Boole. Evidemment on peut raisonner sur des variables bivalentes avec les symboles o et 1 sans diminuer la généralité des résultats et des domaines d'application, et construire une algèbre particulière dans laquelle les deux opérations fondamentales sont celles qui définissent S et P.

L'opération de complémentarité associe à une variable x la variable qui a la valeur opposée. Si on représente par une lettre surmontée d'une barre, $\overline{x}$, le complémentaire de x, on a donc (3) :

$$x + \overline{x} \equiv 1$$

On voit immédiatement que :

$$x.\,\overline{x} \equiv o \quad \text{(disjonction)}$$

et :

$$\overline{\overline{x}} \equiv x$$

Il est aisé de vérifier que les opérations de réunion et d'intersection sont idempotentes.

(1) Suite de l'article paru dans le numéro 353-354 d'août-sep embre 1956.

(2) On doit rappeler l'application qu'en fit C.E. Shannon : « A symbolic analysis of relay and switching circuits », Elec. Engin. Transactions Suppl. Vol. 57, 1938, à un problème technique.

(3) En revenant au point de vue physique, si G représente x et G' représente $\overline{x}$, on a donc la correspondance : mesure $G \begin{matrix} > m_1 \\ < m_2 \end{matrix}$ entraîne mesure $G' \begin{matrix} < m_2 \\ > m_1 \end{matrix}$ et réciproquement, donc : $\overline{\overline{x}} \equiv x$

Considérons, également du point de vue formel, la notion de fonction. Une fonction booléenne y, qu'on écrit $y = f(x_1, x_2, \ldots x_n)$ est une fonction de l'ensemble $x_1, x_2 \ldots x_n$, au sens de l'algèbre de Boole, si y ne peut prendre que la valeur o ou 1 et fait partie de l'ensemble x_i ($i = 1 \ldots n$).

Désignons par y_1 la valeur que prend la fonction y lorsque $x_1 = 1$ on peut écrire alors l'identité :

$$y_1 = x_1 f(1, x_2 \ldots\ldots x_n)$$

Pareillement si y prend la valeur y_2 pour $x_1 = o$, on peut écrire :

$$y_2 = \overline{x_1} f(o, x_2 \ldots\ldots x_n)$$

Il est clair alors que l'on peut écrire :

$$y = x_1 f(1, x_2 \ldots\ldots x_n) + \overline{x_1} f(o, x_2 \ldots\ldots x_n) \qquad (1)$$

On peut le vérifier directement.

Si on écrit $y = x_1 q + \overline{x_1} b$, on a pour $x_1 = 1$

$$y = f(1, x_2 \ldots\ldots x_n) = x_1 q \text{ d'où } q = f(1, x_2 \ldots\ldots x_n)$$

et de la même manière $b = f(o, x_2 \ldots\ldots x_n)$.

On peut écrire de même :

$$f(1, x_2 \ldots x_n) = x_2 f(1, 1, x_3 \ldots x_n) + \overline{x_2} f(1, o, x_3 \ldots x_n)$$
$$f(o, x_2 \ldots x_n) = x_2 f(o, 1, x_3 \ldots x_n) + \overline{x_2} f(o, o, x_3 \ldots x_n)$$

d'où en remontant à (6) :

$$y = x_1 x_2 f(1, 1, x_3 \ldots x_n) + x_1 \overline{x_2} f(n, o, x_3 \ldots\ldots x_n)$$
$$+ x_1 x_2 f(o, 1, x_2 \ldots x_n) + \overline{x_1}\,\overline{x_2} f(o, o, x_2 \ldots\ldots x_n)$$

et procédant ainsi jusqu'à l'épuisement des n variables, on voit que toute fonction peut s'écrire :

$$y = \sum_{i=0}^{i=\nu-1} f_i\, p_i \qquad (6)$$

(dans cette écriture $\sum$ doit se lire « réunion des monômes booléens $f_i\, p_i$ ou « somme booléenne »),

où ν est le nombre de produits qu'on peut former avec les x_i et leurs compléments : $\nu = 2^n$.

Le tableau ci-dessous récapitule les 16 fonctions de deux variables :

Valeurs de x_1	Valeurs de x_2	Coordonnée	Composante	Numéro d'ordre des fonctions booléennes 0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15
o	o	$\overline{x_1}\,\overline{x_2} = P_0$	$f_0 =$	o 1 o 1 o 1 o 1 o 1 o 1 o 1 o 1
o	1	$\overline{x_1}\,x_2 = P_1$	$f_1 =$	o o 1 1 o o 1 1 o o 1 1 o o 1 1
1	o	$x_1\,\overline{x_2} = P_2$	$f_2 =$	o o o o 1 1 1 1 o o o o 1 1 1 1
1	1	$x_1\,x_2 = P_3$	$f_3 =$	o o o o o o o o 1 1 1 1 1 1 1 1

WRH

Si on représente par f_k l'une quelconque des 16 fonctions différentes, on voit que $f^0 = 0$, $f^{15} = 1$ en vertu d'une identité précédemment établie.

Le tableau met en évidence la formation des produits. Il suffit d'écrire en numération binaire l'indice d'un produit, zéro étant représentatif de l'opération *barre*.

La forme canonique de toute fonction booléenne $f = \sum_{\nu} f^{\nu} p_{\nu}$ permet d'écrire :

$$\overline{f} = \Sigma\, p_i\, Fi \qquad (7)$$

les Fi étant les composantes de $\overline{f}$. Si on réunit 6 et 7 :

$$f + \overline{f} = 1 = \Sigma\, p_i\,(Fi + fi)$$

comme $\Sigma\, p_i = 1$ on en déduit $Fi = \overline{fi}$ d'où finalement :

$$f = \Sigma\, p_i\, \overline{fi} \qquad (8)$$

Nous renvoyons aux traités classiques pour l'étude de l'algèbre de Boole.

3.6. — Retour au concret ou Relations entre la structure de représentation digitale et l'algèbre de Boole.

Les éléments exposés jusqu'à présent permettent l'analyse et la synthèse des structures techniques dont l'association constitue une machine. Le retour au concret, sans pourtant nécessiter des données techniques précises, donnera un sens à la notion de « fonction de structure » et si nous n'en examinerons pas tous les aspects, nous pensons que ce paragraphe suggérera dans la suite de cette étude le support technique qui ne pourra être évoqué tant il est divers et ce n'était pas le propos de cet exposé.

3.6.1. — *Machine parallèle.*

Soit un ensemble de n dispositifs D_k possédant individuellement deux états d'équilibre distincts. Un signal de rythme T prélève simultanément l'information digitale contenue dans chacun d'eux, et le résultat est un ensemble de signaux S_k dont l'information binaire se définit comme il a été déjà expliqué. L'ensemble des informations contenues dans les n signaux S_k constitue *un mot*, ou un point dans l'espace $\mathfrak{E}_n$. Désignons par D_k l'information digitale contenue dans D_k, par S_k celle transmise par le signal S_k et par T celle attachée au signal de rythme ou de test T, on a alors :

$$S_k = T \,.\, D_k \qquad (1)$$

le signe « . » étant le signe d'intersection de l'algèbre de Boole.

Si le rythme T a une signification digitale fonction de son époque d'apparition (comme dans une machine série) on rappellera cela par un indice j ; alors il est naturel d'écrire :

$$S_{k,j} = T_j \,.\, D_k \qquad (2)$$

les T_j forment un ensemble de variables booléennes (fig. 9).

Ainsi est caractérisé le prélèvement de l'information contenue dans un système matériel ; l'ensemble des dispositifs D_k s'appelle alors un *registre digital*, et l'ensemble des S_k le *signal traduisant la lecture* de ce registre.

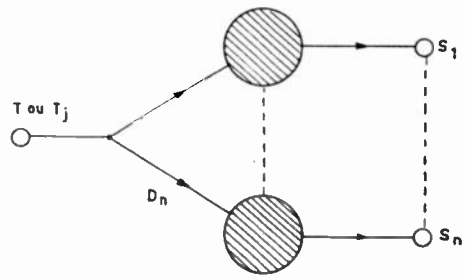


Fig. 9

La notion d'état d'équilibre introduite au début de ce paragraphe correspond au cas d'un *registre statique*, elle n'est pas nécessaire. Si chaque dispositif D_k passe successivement d'un état à un autre selon un rythme qui lui est propre en phase avec le rythme externe T on a affaire à un *registre dynamique* et il est clair dans ce cas que l'information prélevée n'a de sens dans le mot transféré que si l'on précise le rythme T_j de lecture.

Par exemple, si dans une période binaire θ, l'état dynamique passe de D_k à $\overline{D}_k$, si T_j est en phase avec le début ou la fin de chaque intervalle θ, on a :

$$S_{j,k} = D_k \text{ ou } \overline{D}_k \qquad (3)$$

Appliquons les signaux S_k à un dispositif tel qu'avec un rythme T ou T_j ($i \neq j$ généralement) on teste son état et délivre ainsi un ensemble de signaux S'_k. Le dispositif $\mathcal{O}$ est un « multipôle » convenant à une représentation parallèle tant à l'entrée qu'à la sortie.

L'opérateur qu'il réalise établit une correspondance entre chaque S'_ν et tous les S_n :

$$S'_\nu = f_k\,(S_1 \ldots S_n) \quad (\nu = 1, 2 ; 4)$$

f_k étant une fonction physique caractéristique de $\mathcal{O}$ (fig. 10).

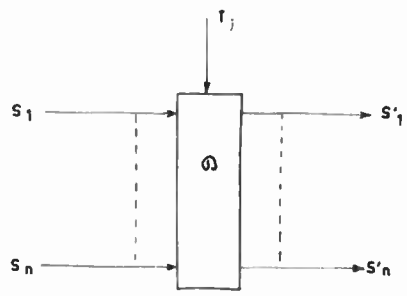


Fig. 10

Du point de vue informationnel en représentant, comme il a été convenu plus haut, chaque information binaire par le même symbole que le signal, on a donc, f_k étant une fonction booléenne telle

que définie plus haut et k son rang dans la suite des 2^N fonctions :

$$S'_\nu = T_i \cdot f_k (S_1 \ldots S_n) \quad (\nu = 1, 2, \ldots n) \quad (4)$$

Si l'ordre i définit le choix du signal de test dans une séquence temporelle, il est clair que les S'_ν sont retardés par rapport aux S_μ le retard étant fonction de $i - j$, puisque l'effet ne peut précéder la cause.

Le cas d'un opérateur agissant sur deux opérandes se réalise comme schématisé sur la figure ci-dessous où M_1 est l'ensemble des S^1 ; M_2 l'ensemble des S^2 et N_3 l'ensemble des signaux de sortie $S^3\nu$; en variables booléennes on a donc :

$$S^3_\nu = T_i \cdot f_k (\ldots S_i^1 \ldots S^2_j \ldots) \; (i = 1, 2 \ldots n) \; (j = \ldots\ldots\ldots) \; (k = \ldots\ldots\ldots) \quad (5)$$

f_k définit la fonction de la structure digitale $\mathcal{O}$, ou *fonction de structure de* $\mathcal{O}$ (fig. 11).

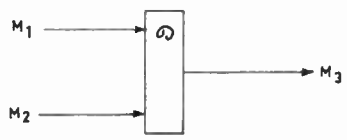


Fig. 11

Une application de ceci concerne les « réseaux d'aiguillage » ou de « décodage en position ».

La question peut être présentée sous sa forme la plus générale.

Soit $N \leqslant 2^n$ bornes de sortie d'un multiple $\mathcal{O}_a$ auquel est appliqué un signal parallèle de n digits. Un réseau d'aiguillage est défini par la propriété qu'à chaque combinaison de digits à l'entrée — donc combinaison caractérisée par une coordonnée $p\nu$ donnée par son rang ν — comporte un seul signal non nul sur l'une des 2^n bornes de sortie. Le réseau d'aiguillage est donc en d'autres termes défini par la propriété que la borne ν de sortie porte l'information : $S'_\nu = p\nu$. Le signal considéré permet une commutation conformément au schéma ci-dessous (fig. 12) :

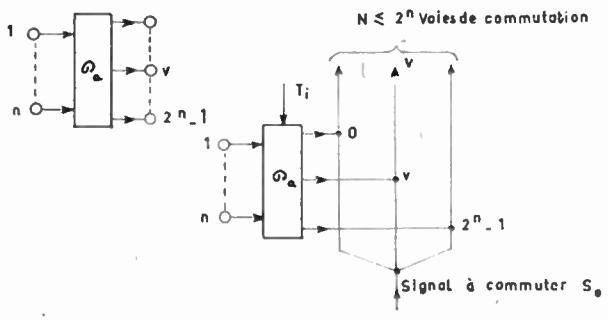


Fig. 12

où les points de croisement 0 à $2^n - 1$ réalisent l'opération « et » ou interrupteur. Si l'information à commuter est portée par un signal parallèle S_e, celui-ci doit être synchronisé avec le rythme T_i. En outre si S_e contient m digits, le nombre de points de croisements (ou gates) est $m.N$.

Si l'information à connecter est portée par un signal en représentation série, N points de croisements suffisent mais on doit appliquer à $\mathcal{O}_a$ la succession des m rythmes associés au mot S_e et par conséquent l'information entrant dans $\mathcal{O}_a$ doit être présente durant un cycle mineur : on associe alors à $\mathcal{O}_a$ un registre contenant l'ordre d'aiguillage.

3.6.2. — *Machine série.*

Partons d'un registre statique à n éléments $D_1 \ldots\ldots D_n$. La signification de chaque digit d'un mot série est portée par le rythme T_i où $i = 1, 2 \ldots\ldots n$. Le signal S est donc produit par les tests successifs des D_i. L'ensemble des informations digitales contenues dans S est alors :

$$S_\nu = D_\nu \cdot T\nu \; (\nu = 1, 2 \ldots\ldots n) \quad (6)$$

l'indice ν pour l'information D étant un indice de position ou de rang spatial et l'indice ν pour T l'indice d'ordre dans la séquence temporelle formant un *cycle mineur* (fig. 13).

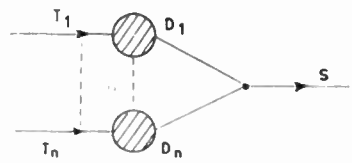


Fig. 13

La notion de registre dynamique s'applique mais elle peut prendre une forme générale mettant en œuvre une propagation. Si chaque élément D_k est un élément de propagation, ou de retard égal à l'interval binaire 0 on peut former une chaîne ouverte ou fermée et opérer le test avec la succession des rythmes indiciés T_i au niveau du premier élément D_1. Le signal S contient alors les informations digitales répondant à l'équation ci-dessus. Il est évident que dans ce cas la technique de réalisation des éléments D_k peut être différente, pour celui auquel s'applique le prélèvement de l'information, de celle utilisée pour les autres. Si la chaîne est fermée, on a affaire à ce que nous appellerons une *mémoire circulante*. C'est le type de premières mémoires réalisées dès 1948 à la S.E.A. avec les filtres passe-bas à autoinductances et capacités. Il est évident en outre, qu'elle peut contenir plus d'un mot, le choix en D_1 de l'un d'entre eux impliquant la mise en œuvre d'un choix du groupe des T_i caractérisant la place de ce mot dans la boucle ce qui correspond à la notion *d'adresse-temps*. Il est à peine besoin d'insister sur le fait que la vitesse

de propagation doit être égale à un *espacement binaire par période binaire* (fig. 14).

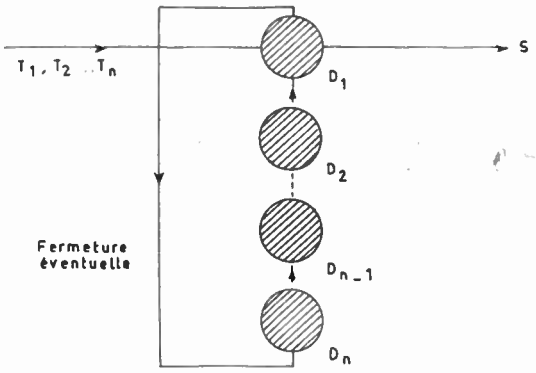


FIG. 14

Considérons la réalisation d'un opérateur.

Soit un opérateur agissant sur un seul opérande.

Le plus simple, figure 15 ci-contre, correspond à l'équation :

$$S'_k = S_k \cdot T_k \quad (k = 1, 2 \ldots n)$$

Il traduit donc, soit l'opération d'identité, soit l'opération de complémentarité (qu'on appelle parfois permutation lorsqu'elle est appliquée à un mot : chaque digit du mot sortant S' étant le complémentaire du digit de même rang du mot entrant).

Un opérateur agissant sur deux opérandes correspond à la relation booléenne (fig. 16).

$$S_k^3 = T_k \, f \, (S_k^1 , S_k^2).$$

On voit qu'on peut réaliser 14 opérateurs distincts et seulement 14 (les opérateurs correspondants aux fonctions booléennes références 0 et 15 dans le tableau des fonctions de deux variables n'ayant aucun intérêt pratique).

La numération série permet d'introduire une opération élémentaire nouvelle, permettant dans le cas d'un *seul opérande*, de réaliser un opérateur plus utile que les deux seuls reconnus réalisables ci-dessus.

Introduisons un retard θ dans une chaîne ramenant S' (figure 17) à l'entrée d'un opérateur à deux opérandes. On a alors :

$$S'_k = T_k \, f \, (S_k , S'_{k-1}).$$

Sauf pour $k = 1$ où l'on a l'une ou l'autre des deux relations :

$$S'_k = T_k \, f \, (S_k , 0).$$

$$S'_k = T_k \, f \, (S_k ; 1).$$

puisque l'information que pouvait contenir le mot précédant celui que l'on considère n'a, en général, pas à intervenir dans l'opération considérée. On peut généraliser conformément à la figure 18 et écrire :

$$S'_k = T_k \, f \, (S_{k-1}, S'_k , S'_{k-2} \ldots) \qquad (7)$$

avec une réserve analogue à celle qui vient d'être faite, le système ne remontant dans le passé qu'au sein d'un intervalle de temps mineur.

Pareillement, l'ensemble des retards peut être appliqué au signal d'entrée S (figure 19) alors :

$$S'_k = T_k \, f \, (S_k, S_{k-1} \ldots \ldots)$$

(A suivre)

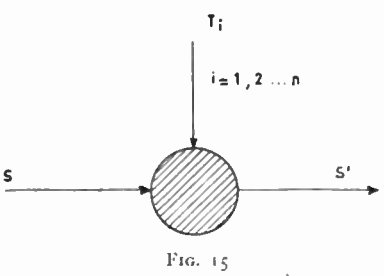


FIG. 15

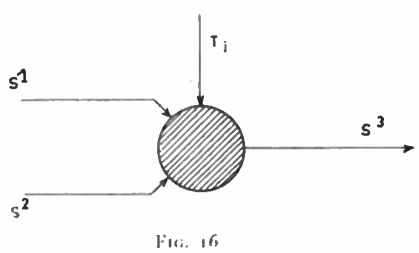


FIG. 16

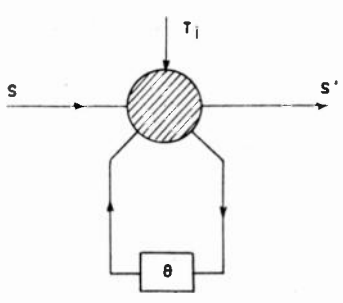


FIG. 17

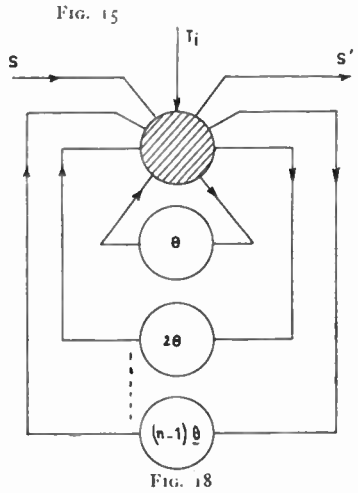


FIG. 18

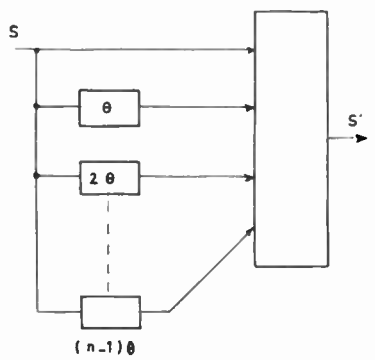


FIG. 19

LE CONDENSATEUR AU PAPIER MÉTALLISÉ (1)

PAR

A. KOHLER

Ingénieur E.P.F. — S.T.R. Zurich

Dans tous les domaines de la technique, la tendance est de réaliser des appareils de poids et dimensions aussi réduits que possible. Cette tendance se fait naturellement sentir dans le domaine des pièces détachées, qui doivent répondre à des exigences de plus en plus sévères ; et bien que les dimensions deviennent toujours plus réduites, la qualité exigée devient toujours plus poussée. Les températures extrêmes entre lesquelles les divers éléments d'un appareil doivent fonctionner normalement, deviennent plus élevées en valeur absolue.

Dans le domaine de la fabrication des condensateur, de grands progrès ont été réalisés, tendant à obtenir volume et poids par unité de capacité aussi réduits que possible. En même temps l'angle de perte et la résistance d'isolement doivent être améliorés aussi bien en fonction de la température que de la durée de vie.

Nous avons vu apparaître différents nouveaux types de condensateurs sur le marché, mentionnons entre autres les condensateurs dont le diélectrique se compose de nouveaux isolants synthétiques, comme le Teflon, le Mylar, etc.

On a réduit les dimensions des condensateurs électrolytiques, même en utilisant le tantale, un métal rare, comme base au lieu de l'aluminium.

Une des nouveautés dans le domaine des condensateurs à base de papier est le condensateur au papier métallisé.

La fabrication des condensateurs au papier métallisé a été développée en Allemagne, en Angleterre et aux Etats Unis, et a atteint un haut degré de perfection. Son emploi s'est généralisé dans tous les pays industriels et dans tous les domaines de l'électrotechnique, dans la technique des courants faibles, de la télécommunication aussi bien que dans la technique des courants forts et de la compensation des réseaux.

(1) Communication présentée en Séance de Section à la Société des Radioélectriciens, le 20 Février 1956.

Il est tout de même exact, que les avantages du condensateur au papier métallisé se manifestent tout spécialement dans le domaine de faibles tensions.

Construction des condensateurs au papier métallisé.

Les électrodes des condensateurs au papier métallisé se composent d'une couche extrêmement mince de métal, déposée par vaporisation sous vide poussé, sur le diélectrique. Cette pellicule métallique remplace les feuilles de métal utilisées normalement dans la fabrication des condensateurs au papier, feuilles métalliques dont l'épaisseur, pour des raisons techniques, ne peut plus être réduite d'une façon appréciable. L'épaisseur d'une feuille d'aluminium laminée couramment utilisée comme électrode de condensateurs au papier est d'environ 6 millièmes de millimètre ou 6 μ (microns). Cette épaisseur est de toute façon beaucoup plus importante que le minimum requis par des exigences de caractère électrique comme nous allons le prouver théoriquement plus tard.

Déjà au commencement de notre siècle on a essayé de former le dépôt d'une fine couche métallique sur un diélectrique, afin de réduire le volume du condensateur. Le problème a été résolu par l'Anglais Mansbridge au moyen d'un procédé chimique. La difficulté était cependant d'obtenir une couche suffisamment conductrice et bien adhérente au support. Une meilleure solution de ce problème nous a été fournie par la technique de la vaporisation du métal sous vide poussé. Cette technique a été développée pendant les dernières 20 années et a fait ses preuves dans bien des domaines de la technique. Elle nous permet de déposer une fine couche métallique conductrice sur n'importe quel matériel non conducteur. De cette façon on fabrique les lentilles exemptes de réflexion pour l'industrie optique. La vaporisation de métal sous vide est également utilisée pour la fabrication de feuilles en or pour la

dorure aussi bien que pour la fabrication d'objets en résines synthétiques leur donnant un aspect métallique à l'aide d'une couche métallique brillante.

Le vide poussé abaisse le point de fusion du métal à vaporiser. Ci-dessous quelques exemples :

	Al	Zn
Point de vaporisation pression atmosphérique.....	2 057	907° C
à 1 mm Hg	1 248	487° C
à 10^{2} mm Hg (10μ)	1 000	340° C

En même temps le vide évite une oxydation du métal à vaporiser, porté à haute température, ainssi que du matériel servant de support à la couche métallique, car en génréal ce support n'est pas insensible à la température.

Afin que pendant l'opération de métallisation le support ne soit pas porté à trop haute température, le ruban passe à très grande vitesse sur le creuset où se trouve le métal en fusion, lequel, porté à la température de vaporisation, s'évapore et se condense sur le support, formant ainsi la couche.

La température à laquelle est porté le ruban à métalliser est déterminée par la radiation de la surface du métal fondu dans le creuset d'une part et par la chaleur latente de fusion et de vaporisation du métal d'autre part. La part de l'échauffement apporté par la radiation peut être influencée par la vitesse à laquelle le ruban passe sur le creuset, tandis que la seconde part provenant des chaleurs latentes ne dépend que du métal utilisé et de l'épaisseur de la couche. Afin d'obtenir un vide parfait pendant l'opération de vaporisation il est indispensable de faire subir au matériel à métalliser un séchage préalable très poussé.

En effet, tous les matériaux utilisés contiennent de l'humidité en quantité importante qui atteint, par exemple, dans le cas du papier, 8 % du poids. Le séchage préalable du papier a lieu en général sous vide. Si ce séchage n'avait pas lieu et que la quantité d'eau contenue sous forme d'humidité venait à être libérée pendant le procédé de métallisation, elle rendrait l'opération pratiquement impossible comme le montre l'exemple suivant :

1 gramme d'eau sous forme de vapeur occupe, à la pression atmosphérique, un volume de 1,7 l environ

à la pression de 1 mm colonne de mercure, le volume occupé est de 1 300 l et

à la pression d'un millième de mm colonne de mercure un volume de 1 300 m³. Donc, si dans un récipient d'un volume de 100 l dans lequel on a fait un vide de 1 μ on venait à introduire 1 g d'eau, elle serait instantanément vaporisée et la pression interne du récipient serait portée immédiatement à 59 mm colonne de mercure au lieu de 1/1 000, soit 59 000 fois plus grande que nécessaire. Ainsi donc, si chaque seconde un gramme d'eau était évacué du papier devant servir de support lors de la métallisation, les pompes devraient avoir une capacité de 1 300 m³ par seconde pour maintenir la pression à 1 μ, pression indispensable pour obtenir le dépôt d'une couche métallique parfaite. Ces exemples montrent clairement qu'un séchage préalable du papier est absolument indispensable pour pouvoir travailler d'une façon rationnelle.

Les chiffres cités ne sont valables strictement que si l'on considère la vapeur d'eau comme un gaz parfait, ce qui en réalité n'est pas le cas, mais ils suffisent largement pour cette démonstration. La figure 1 nous présente une vue schématique d'une

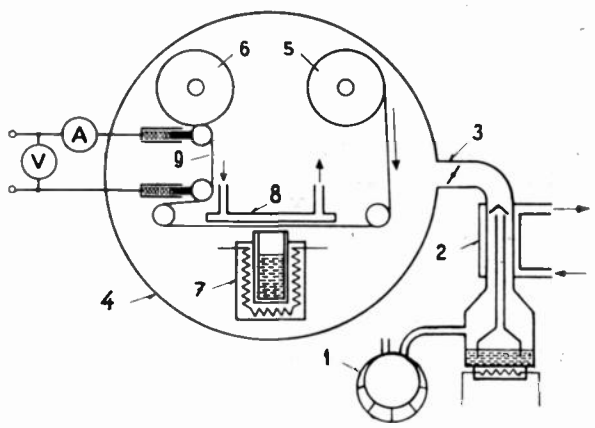


FIG. 1. — Schéma de l'installation de métallisation sous vide

1. Pompe pour vide préalable.
2. Pompe à diffusion.
3. Valve.
4. Cloche à vide.
5. Rouleau de réserve (déroulement
6. Mandrin d'enroulement.
7. Creuset où le métal est vaporisé.
8. Réfrigération par eau.
9. Appareil pour mesure de la résistance.

installation de métallisation sous vide. La fabrication du papier métallisé a lieu suivant un procédé continu. Tous les appareils pour la métallisation sont logés à l'intérieur d'une cloche métallique étanche, dans laquelle on peut faire un vide poussé au moyen d'une installation de pompes. Cette installation est du type classique utilisé dans les divers domaines de la technique du vide ; elle se compose d'une combinaison de pompes à diffusion précédée d'un étage de pompes rotatives destinées à obtenir le vide préliminaire. Le papier à métalliser se trouve sur un rouleau et passe sur plusieurs rouleaux de guidage, puis au-dessus d'un creuset dans lequel le métal est vaporisé après quoi il se dépose sur le papier. Une réfrigération par circulation d'eau permet d'éviter une élévation trop forte de la température du papier. Des appareils de mesure permettent de contrôler en permanence la résistance électrique de la couche conductrice sitôt après le passage du papier au-dessus du creuset, et de la maintenir à une valeur constante. Ensuite le papier est à nouveau enroulé sur un mandrin. Souvent le mouvement d'enroulement et de déroulement du papier est commandé électroniquement, ce qui permet de régler automatiquement l'épaisseur de la couche métallique à une valeure constante tout au long du ruban.

En principe il est possible de vaporiser et déposer sous forme de fine pellicule n'importe quel métal sur un diélectrique ; cependant dans la technique des condensateurs seuls quelques métaux sont utilisés, comme le zinc et l'aluminium spécialement et parfois le nickel.

Le zinc présente les meilleures caractéristiques au point de vue autorégénération du condensateur en cas de claquage, alors que l'aluminium et le nickel ont une tendance moins marquée à la corrosion.

Dans les condensateurs terminés, la corrosion est pratiquement rendue impossible par une imprégnation, au cours de laquelle la dernière trace d'humidité est évacuée. D'autre part, le condensateur est obturé hermétiquement, afin d'éliminer radicalement toute possibilité d'absorption d'humidité du milieu ambiant.

Du fait que la couche métallique extrêmement fine du papier métallisé est beaucoup plus sensible à la corrosion que le métal fondu ou laminé, il y a lieu d'en tenir compte lors de la fabrication des condensateurs, et il faut éviter que des rouleaux de papier métallisé ou des bobines de condensateurs restent en contact trop longtemps avec l'air humide.

Autorégénération des condensateurs au papier métallisé.

L'épaisseur de la couche métallique déposée par vaporisation sur le diélectrique est de l'ordre de 10^{-5} cm. Le critère déterminant pour la qualité de la couche n'est pas son épaisseur, mais sa résistance. La quantité de métal par unité de surface est extrêmement faible et permet une autocicatrisation des endroits ayant subi des claquages. Ce procédé de régénération est rendu possible par le fait que lors d'un claquage ou d'un court-circuit l'énergie électrique emmagasinée par le condensateur, ou la tension régnant aux électrodes, produit une vaporisation de la couche métallique à l'endroit en question, isolant la partie défectueuse du reste de l'armature. Le condensateur peut continuer à être utilisé alors que dans les mêmes conditions un condensateur normal à armatures d'aluminium serait inutilisable du fait qu'il existe un court-circuit franc, qu'il est impossible d'éliminer par une fusion de l'électrode par exemple. De ce fait le condensateur normal à électrodes d'aluminium doit présenter une garantie suffisante aux dangers de claquages, qui se traduit par une tension d'essai élevée, en général égale à plusieurs fois la valeur de la tension de service. Une tension d'essai élevée n'est plus nécessaire en ce qui concerne le condensateur au papier métallisé car même une surtension se produisant pendant un court laps de temps n'entraîne pas de court-circuit. On pourrait ainsi, semble-t-il, augmenter la valeur du champ électrique et de cette façon, gagner encore plus de volume actif. Cependant, il n'est pas à recommander de faire usage de cette possibilité, parce qu'on risquera d'atteindre la limite d'ionisation dans le diélectrique, ce qui aurait comme conséquence une vie raccourcie.

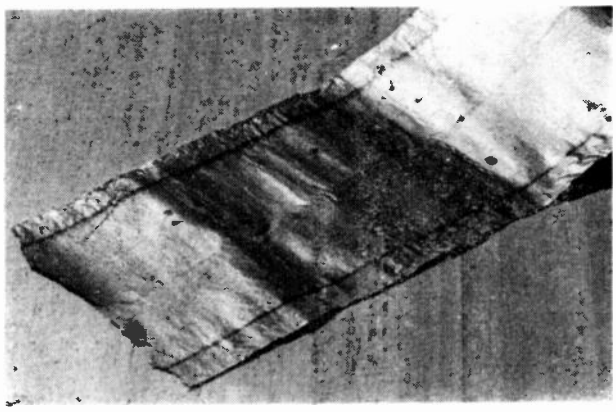


Fig. 2. — Claquages du papier métallisé.

La figure 2 présente un fragment de papier métallisé provenant du déroulement d'un condensateur ayant subi des claquages.

La figure 3 nous présente une vue microscopique d'un point de claquage. On voit clairement que sur le pourtour du point où s'est produit le claquage, la couche métallique a été vaporisée et le diélectrique mis à nu.

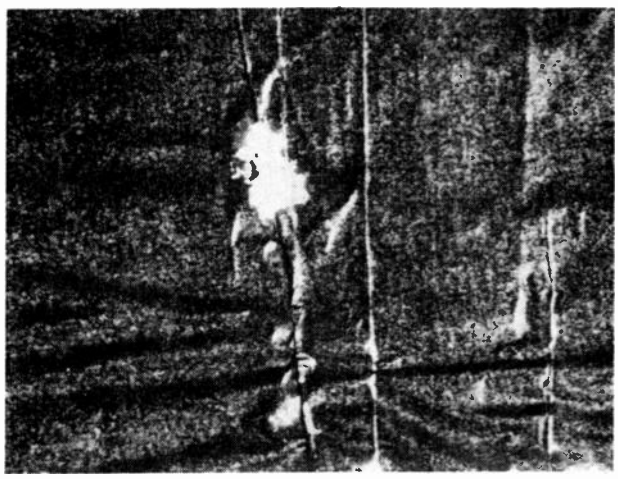


Fig. 3. — Claquage agrandi

La diminution de surface de la couche métallique à la suite de tels claquages est en général extrêmement faible, car la surface d'un point de claquage est de l'ordre de quelques mm². Avec les papiers les plus fins utilisés actuellement, une surface de diélectrique de 2 800 cm² est nécessaire pour obtenir une capacité de 1 μF. Une capacité de 1 μF ne diminuerait donc de 1 % qu'après 2 000-3 000 claquages. L'expérience démontre également que des condensateurs soumis très longtemps aux plus hautes températures et tensions admissibles, ne subissent à la suite de claquages, qu'une diminution de capacité inférieure à 1 %.

Condensateurs à une couche.

La possibilité la plus intéressante que procure la propriété de régénération du condensateur au papier métallisé est certainement celle permettant de construire des condensateurs à une seule couche de

papier diélectrique. En effet, il n'est pas possible de construire des condensateurs à électrode d'aluminium avec une seule couche de papier comme diélectrique. Les diélectriques actuellement à disposition en particulier le papier, contiennent toujours de fines particules conductrices, ainsi que des pores très fins, qui provoquent, à basse tension déjà, des courts-circuits, si une seule couche est utilisée c'est-à-dire que le condensateur présenterait déjà un court-circuit à l'état neuf.

Par contre le condensateur au papier métallisé qui ne comporte qu'une bande métallisée comme électrode, nous donne la possibilité d'éliminer ces courts-circuits, en soumettant le condensateur à une tension élevée qui a pour effet de brûler les endroits de moindre résistance, à la suite de quoi le condensateur peut être utilisé normalement.

Pour ces raisons, le condensateur au papier métallisé pour faibles tensions est de dimensions beaucoup plus réduites que le même condensateur à électrodes bobinées, parce qu'il se compose d'une seule couche de papier diélectrique. Une comparaison entre les volumes spécifiques du condensateur au papier métallisé et le condensateur normal suivra plus tard.

Laquage du papier.

Toute surface de papier présente des irrégularités, des pores, ou contient des particules étrangères. Lors du procédé de vaporisation du métal, la vapeur de métal pénètre dans tous les pores et sur les aspérités du papier provoquant ainsi une surface très irrégulière.

Ce phénomène est à éviter, spécialement lorsque l'on a affaire à des couches diélectriques très minces, car il provoque à certains endroits des concentrations de champ, qui entraînent une augmentation des pertes diélectriques et augmentent encore le nombre de points faibles dont nous avons parlé. On peut améliorer la surface en procédant au laquage du papier, avant sa métallisation. La fine couche de laque présente une surface beaucoup plus lisse, égalise les irrégularités du papier et en obture une partie des pores. Pour ces diverses raisons tous les condensateurs au papier métallisé à une seule couche sont fabriqués avec du papier laqué.

Le procédé de laquage est un des plus délicats dans toute la fabrication et nécessite beaucoup d'expérience et de soin.

Dans le cas de condensateurs au papier métallisé à couche multiples l'emploi de papier laqué n'est plus indispensable, étant donné que les probabilités sont extrêmement faibles pour que deux endroits défectueux du papier coïncident.

Connections des condensateurs au papier métallisé.

Dans le cas des condensateurs à électrodes en feuilles d'aluminium, la connection a lieu par une mince lamelle métallique placée en un endroit quelconque de l'électrode. En générale elle se compose de cuivre étamé, parfois elle est soudé par point à la feuille électrode mais plus souvent elle est tout simplement placé entre feuille électrode et papier diélectrique.

Cette solution n'est pas possible dans le cas des condensateurs au papier métallisé, car la section extrêmement réduite de la couche métallique dont l'épaisseur est d'environ 0,1 μ, ne permettrait pas le passage du courant total, du condensateur. Il en résulterait que la couche métallique fondrait immédiatement à l'endroit de la ponction, au moment de la mise sous tension du condensateur, et la jonction entre l'enroulement et le câble de connection sera détruite. On doit donc chercher à faire passer le courant par une surface métallique aussi grande que possible.

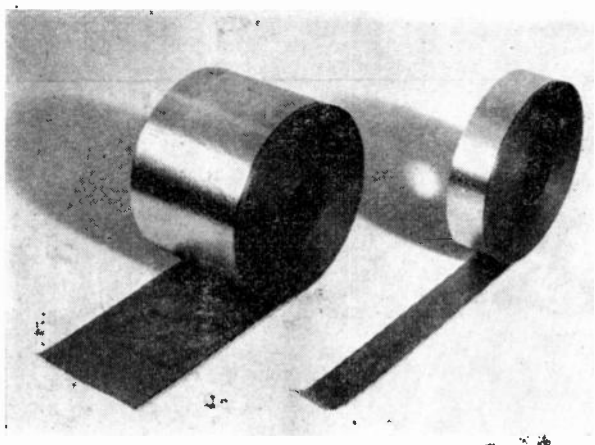


FIG. 4. — Bobines de papier métallisé avec bord sans métal d'un côté.

Les connections sont faites de la façon suivante :

Les bandes de papier métallisé sont exécutées de telle façon qu'il reste un bord non métallisé d'environ 2 à 3 mm. On obtient ces bords libres de métal, en couvrant cette partie lors du procédé de vaporisation.

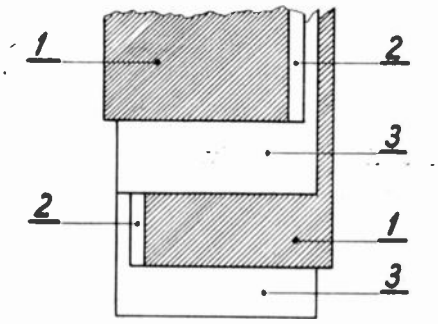


FIG. 5. — Déroulement d'un condensateur au papier métallisé :
1. couche métallique ;
2. bord exempt de métal ;
3. papier intermédiaire.

Le bobinage des condensateurs se fait de telle façon que les deux bords libres de métal soient sur les côtés opposés. Entre les deux papiers métallisés se trouve la couche de papier intermédiaire.

A chaque extrémité de l'enroulement on a maintenant une couche métallique jusqu'au bord alors que l'autre électrode est séparée du bord par la bande de papier, n'ayant pas été métallisée.

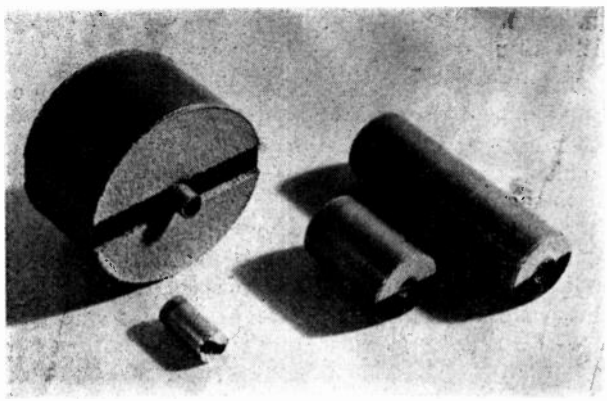


FIG. 6. — Enroulements de condensateurs avec ponts de contact frontaux.

On réalise les connections par une couche métallique appliquée à chaque extrémité des enroulements, couche appliquée en général au pistolet. Cette couche

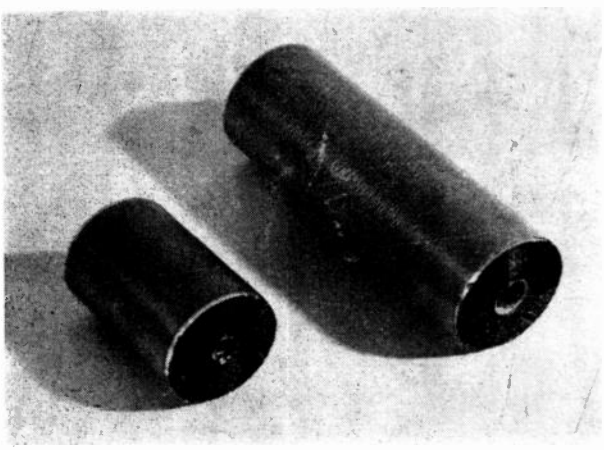


FIG. 7. — Enroulements de condensateurs au papier métallisé avant le dépôt de la couche de contact aux deux extrémités.

métallique relie le bord métallisé des électrodes et permet de souder un fil pour la connection. Toutefois, la couche métallique n'est pas appliquée sur toute la surface, lors du procédé d'imprégnation afin de permettre tout d'abord l'évacuation de l'air et de

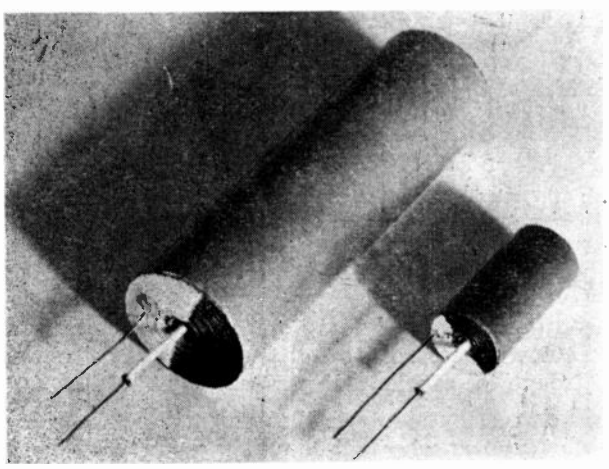


FIG. 8. — Enroulements avec connections frontales et fils de connections soudés dessus.

l'humidité, puis à l'imprégnant de pénétrer correctement à l'intérieur des enroulements.

Le choix du métal utilisé pour réaliser ces connections frontales dépend du métal vaporisé pour obtenir les électrodes.

Avec le zinc comme métal électrode on peut utiliser un métal à point de fusion inférieur à celui-ci, alors que dans le cas de l'aluminium il est nécessaire

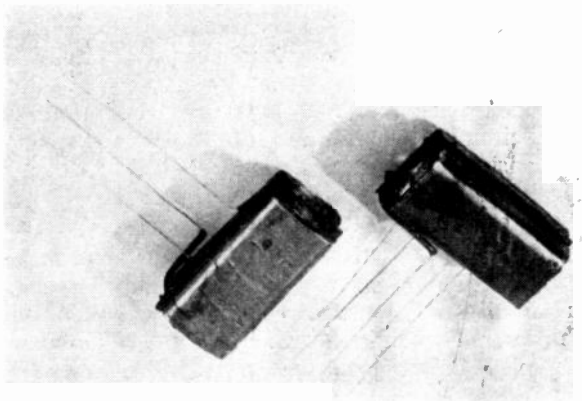


FIG. 9. Enroulements plats avec ponts de contact

d'utiliser un métal à point de fusion supérieur à l'aluminium pour réaliser une connection sûre avec la couche d'aluminium obtenue par vaporisation. En règle générale on utilise du cuivre dans le cas de l'aluminium et pour les condensateurs au papier métallisé avec du zinc, on utilise de l'étain ou du zinc ou encore des alliages de plomb et étain.

Imprégnation et montage des condensateurs au papier métallisé.

Les condensateurs au papier métallisé sont, comme les condensateurs au papier, imprégnés avec un

FIG. 10. — Condensateur au papier métallisé en boîtier tôle d'acier soudé. Entre les bornes on reconnaît le tube d'imprégnation qui est fermé après l'opération.

imprégnant solide ou liquide à l'état naturel. Les condensateurs pour basses tensions sont en général imprégnés, à la cire minérale, et ceux pour tensions alternatives élevées, à l'huile minérale. L'imprégnation doit être précédée d'un séchage très soigné sous vide qui peut durer plusieurs jours. Cette opération est nécessaire pour éliminer les dernières traces d'humidité pouvant se trouver dans le diélectrique. L'imprégnant doit également, avant l'opération d'imprégnation, être très soigneusement raffiné et séché sous vide, pour faire évacuer l'humidité qui serait encore susceptible de s'y trouver. Très souvent l'imprégnation des condensateurs a lieu les enroulements étant montés dans les boîtiers, ceci par un orifice dans le couvercle, obturé une fois l'opération terminée. Ce procédé permet d'éviter que la surface des enroulements imprégnés soient en contact avec l'air ambiant humide, avant leur montage dans les boîtiers.

Fig. 11. — Condensateur monocouche en boîtier rectangulaire avec traversiers perles de verre.

Elimination des points faibles dans le diélectrique par autocicatrisation.

Les condensateurs au papier métallisé monocouches sont soumis après l'imprégnation à une tension continue pour brûler les points faibles du diélectrique. Dans le cas de condensateurs à couches multiples, cette opération n'est pas absolument nécessaire, car ces condensateurs à l'état neuf ne présentent pas de court-circuit.

Malgré cela il est fréquent que les condensateurs à couches multiples soient également soumis à cette opération, afin d'éliminer d'éventuels points faibles. Assez souvent on procède à cette opération d'autocicatrisation avant l'imprégnation afin d'éviter que l'imprégnant soit influencé défavorablement par les claquages.

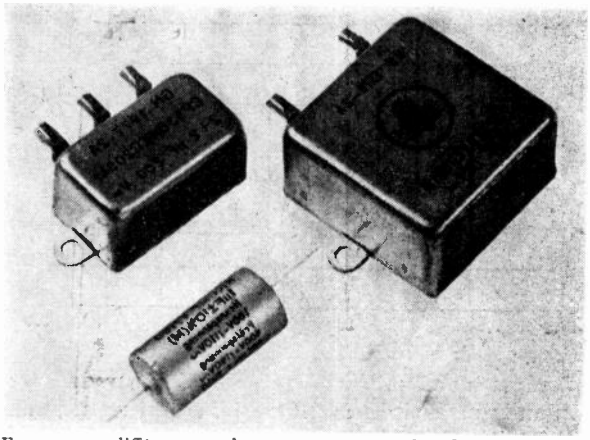


Fig. 12. — 3 différents condensateurs mono-couches, 8, 2 + 2 et 1 µF.

Caractéristiques électriques des condensateurs au papier métallisé.

La figure 13 présente la variation de la capacité ΔC en fonction de la température d'un condensateur

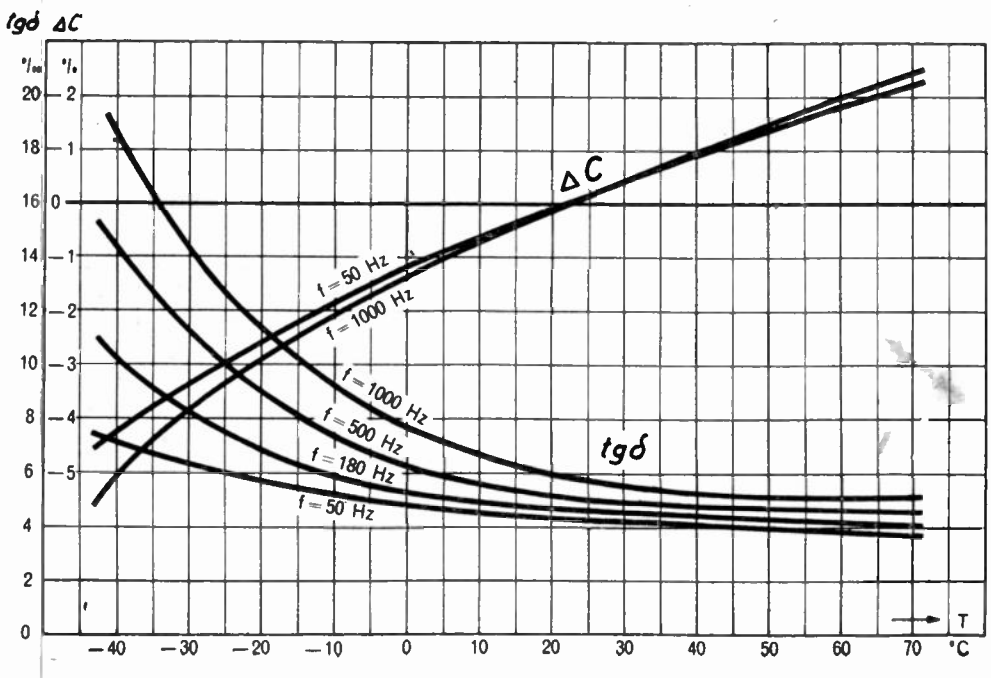


Fig. 13. — Variation de la capacité ΔC et du facteur de pertes $tg\,\delta$ de condensateurs au papier métallisé, en fonction de la température, à différentes fréquences.

au papier métallisé, aussi bien que la variation du facteur de pertes pour différentes fréquences. Pour les températures comprises entre — 20° C et + 70° C la capacité varie de – 3 % à + 2,5 % de sa valeur à 20° C. Le coefficient de température est pratiquement constant avec comme valeur $5 - 6 \cdot 10^{-4}$/°C.

La figure 14 présente les variations de la capacité et du facteur de pertes tg δ en fonction de la fréquence.

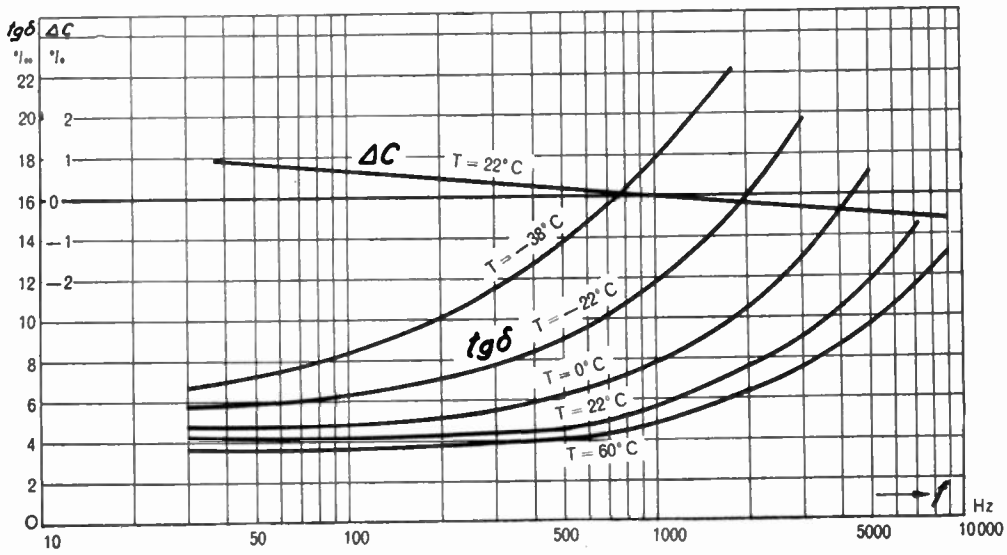


FIG. 14. — Variation de la capacité ΔC et du facteur de pertes tg δ de condensateurs au papier métallisé, en fonction de la fréquence, à différentes températures.

Comme on peut le constater, le facteur de pertes n'augmente sensiblement à la température normale, qu'à partir de fréquences supérieures à 1 000 Hz.

La figure 15 nous présente la chute de la résistance d'isolement en fonction de la température pour des condensateurs au papier métallisé, imprégnés à l'huile et à la cire, en fonction de la température.

A la température ambiante la résistance d'isolement est en général de l'ordre de 5-10 000 ΩF. A la température maximum de 70° C cette valeur n'est plus que d'un dixième de la valeur à température ambiante.

Comme les diagrammes le montrent, ces courbes ne sont pas très différentes de celles relatives aux condensateurs au papier ordinaire, étant donné que les caractéristiques électriques sont déterminées par le diélectrique et ne sont pratiquement pas influencées par les électrodes. Il n'y a que deux faits pouvant influencer les caractéristiques :

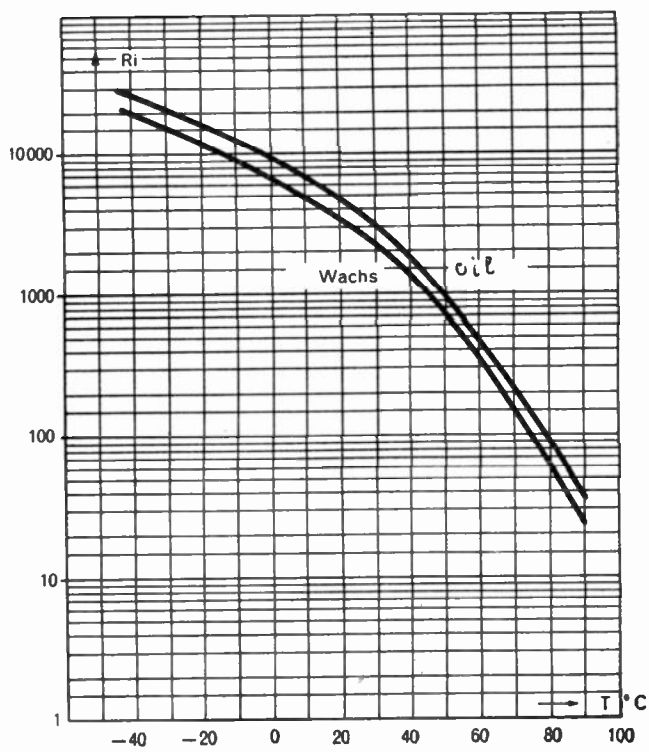


FIG. 15. — Variation de la résistance d'isolement en fonction de la température de condensateurs au papier métallisé. Imprégnés à l'huile (Oil) et à la cire (Wachs).

1° Les claquages produits lors de l'autocicatrisation pourraient diminuer la résistance d'isolement. Ceci dépend étroitement du nombre des claquages qui est à son tour une fonction de la qualité de la couche de laque ;

2° Pour les condensateurs sous régime alternatif, les pertes pourront être augmentées par la résistance de la couche.

Influence de l'épaisseur de la couche de métal sur les pertes par effet Joule.

Il est intéressant de voir maintenant quelle est l'influence de l'épaisseur de la couche métallique déposée par vaporisation, sur les pertes de condensateurs, sous régime de courant alternatif, étant donné que l'épaisseur de cette couche est beaucoup plus faible que celle d'une électrode d'aluminium laminé et présente une résistance entraînant des pertes par effet Joule. Un calcul simple montre cependant que ces pertes dans la couche métallique sont si faibles, si on les compare aux pertes dans le diélectrique, qu'elles ne jouent aucun rôle.

Nous considérons un élément de condensateur comme il est représenté dans la figure 16 avec les deux électrodes de l'épaisseur δ et le diélectrique de l'épaisseur *d*.

La longueur de l'élément est l.

Nous mettons une coupe transversale à la place x et calculons le courant i_x qui traverse les armatures et entre dans le diélectrique à la place x, provoquant une perte par effet Joule dans l'armature.

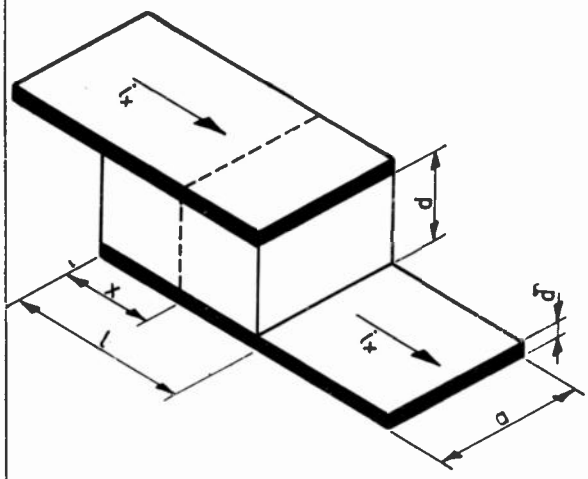


Fig. 16

La capacité de ce condensateur se calcule par la formule :

$$(1) \qquad C = \varepsilon . D . \frac{l . a}{d} \text{ Farad}$$

$\varepsilon_0 = 8{,}86.10^{-14}$ est la constante diélectrique absolue, dont la grandeur dépend du système de dimensions choisi.

D est la constante diélectrique relative, dépendant du matériel diélectrique choisi, elle est d'environ 5 pour le papier imprégné. Les grandeurs l, a et d sont à mettre en cm.

Si le condensateur est relié à un réseau alternatif ayant une tension U de la pulsation $\omega = 2\pi f$, le courant alternatif parcourant les armatures est de :

$$(2) \qquad i = U . \omega C$$

Ce courant traversant les électrodes y provoque des pertes par effet Joule. La part du courant total provenant de la partie droite de l'élément à l'endroit x est de :

$$(3) \qquad i_x = U \omega \varepsilon_0 D \frac{a (l - x)}{d}$$

Pour connaître la valeur des pertes par effet Joule, il est nécessaire de connaître la résistance des armatures.

Le calcul se fait en partant de la figure 17 qui représente une coupe d'une couche métallique de la largeur l, de la longueur a et de l'épaisseur δ.

La résistance entre les deux extrémités est donnée par la formule :

$$(4) \qquad R = \varsigma . \frac{l}{a . \delta} \Omega$$

ς étant la résistance spécifique en Ω cm du matériel des électrodes.

Si on fait le même calcul sur un élément carré, où l est égale à a, la résistance mesurée est indépendante de la largeur du côté de ce carré, soit :

$$(5) \qquad r_c = \frac{\varsigma}{\delta} \Omega \text{ par } \square \quad l = a$$

La résistance d'un carré de la couche métallique est donc une constante caractéristique. Sa valeur peut être contrôlée en permanence pendant la fabrication de la couche. Sa valeur et sa constance sont deux facteurs très importants pour le condensateur au papier métallisé. Cette résistance que nous allons appeler résistance de la couche métallique, est en général de l'ordre de grandeur de 1 - 3 Ω. Les deux grandeurs ς et δ ne peuvent être mesurées séparément que très difficilement. L'épaisseur de la couche δ est de l'ordre de grandeur 10^{-6} cm et de ce fait ne peut pratiquement pas être mesurée avec des moyens mécaniques. La mesure de l'épaisseur

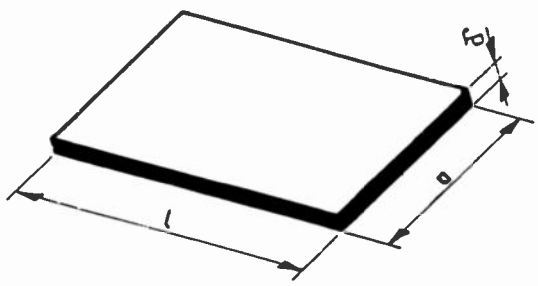


Fig. 17.

de cette couche est cependant possible au moyen de méthodes optiques, par exemple par la méthode des interférences de Hobansky.

La résistance spécifique ς est en général bien inférieure à celle d'une feuille métallique laminée ou étirée. Cette résistance dépend étroitement de la structure cristalline de la couche métallique, structure qui peut être — dans certaines limites — influencée lors du procédé de métallisation, par le choix de la température à laquelle se fait la condensation du métal.

Nous allons calculer maintenant les pertes par effet Joule provoquées par le courant i_x dans les deux armatures, et par intégration sur toute la longueur l du condensateur, nous obtenons les pertes totales dans les deux armatures.

La résistance ohmique de la part de l'électrode qui est parcourue par le courant i_x (formule 3) est de :

$$(6) \qquad r_x = \frac{\varsigma\, x}{\delta\, a}$$

et la part des pertes Joule est par conséquence :

$$(7) \qquad dn_x = r_x \cdot I_x^2$$
$$= \frac{\varsigma\, x}{\delta\, a} \cdot \left(U\, \omega\, \varepsilon_0\, D\, \frac{a(l-x)}{d}\right)^2$$
$$= \frac{U^2\, \omega^2\, r_c\, \varepsilon_0^2\, D^2\, a}{d^2}\; x\,(l-x)^2$$

et les pertes Joule des deux électrodes se calculent maintenant par intégration sur la longueur totale de l'élément, soit :

$$(8) \qquad Nj = 2 \cdot \int_0^l n_x\, d_x$$
$$= r_c \cdot \frac{l^2}{3\, a}\,(U\, \omega\, C)^2 \text{ watts}$$

Nous exprimons, comme il est habituel, les pertes du condensateur non pas en watts, mais par l'angle de pertes tg δ. δ étant un très petit angle qui est identique avec son arc, ce qui nous indiquera les pertes directement en proportion de la puissance apparente N_a du condensateur sous régime alternatif.

$$(9) \qquad N_p = N_d + N_j \cong \delta \cdot N_a$$

$$(10) \qquad \delta = \delta_d + \delta_j = \frac{N_d + N_j}{N_a}$$

dans lesquelles :

N_p = les pertes totales du condensateur

N_d ou δ_d = la part des pertes provenant du diélectrique

N_j ou δ_j = la part des pertes Joule dans les électrodes.

Par substitution des valeurs de la formule 8, nous obtenons :

$$(11) \qquad \delta_j = \frac{N_j}{U^2\, \omega\, C} = \frac{r_c\, l^2\, \omega\, C}{3\, a}$$

ou, si nous substituons pour C les dimensions géométriques du condensateur :

$$(12) \qquad \delta_j = \frac{r_c\, l^3\, \omega\, \varepsilon_0\, D}{3\, d}$$

Avec les chiffres suivants :

$d = 2 \cdot 10^{-3}$ cm (pour 220 volts env.)

$\omega = 314$ (50 Hz)

$D = 5$ pour papier imprégné

$l = 10$ cm

$r_c = 2\ \Omega/\square$

nous obtenons :

$$\delta_j = 5 \cdot 10^{-5}$$

L'angle de perte total est environ $5 \cdot 10^{-3}$ et la part provenant de l'effet Joule est donc environ 1 % des pertes totales.

Le calcul ne tient pas compte des pertes par effet pelliculaire ni des pertes de traversée entre les surfaces de contact et la couche, cependant ces deux effets ne changeront pas l'ordre de grandeur.

En augmentant la fréquence de 50 à 1 000, donc 20 fois, on arrivera aux 20 pour cent des pertes totales, donc environ de 5 ‰ à 50 Hz, à 6 ‰ à 1 000 Hz.

Il est intéressant de voir que les pertes par effet Joule dans la couche augmentent à la troisième puissance de la largeur du condensateur. Si on double celle-là, les pertes dans la couche sont 8 fois augmentées.

Comparaison de volume d'un condensateur au papier métallisé et d'un condensateur à électrodes d'aluminium.

Nous allons étudier quelles sont les rapports des volumes si à la place d'une électrode constituée par une feuille d'aluminium, on utilise une fine couche de métal déposé par vaporisation. Nous divisons le volume actif du condensateur par sa capacité :

$$(13) \qquad \frac{V}{C} = \frac{l.a.(d+\delta).d}{\varepsilon_0\, D.l.a} = \frac{d\,(d+\delta).10^{-6}}{\varepsilon_0 D} \text{ cm}^3/\mu\text{F}$$

On voit par cette formule que trois possibilités s'offrent à nous pour réduire le volume spécifique :

1° Augmentation de la constante diélectrique D ;

2° Diminution de l'épaisseur d du diélectrique, ce qui veut dire en même temps augmenter le champ électrique. C'est là, la méthode la plus efficace, du fait que d entre avec le carré dans la formule ;

3° Diminution de l'épaisseur des électrodes métalliques.

Quelles sont les possibilités d'augmenter la constante diélectrique D ?

Le diélectrique de notre condensateur est composé de deux éléments, soit du papier et de l'imprégnant, qui est en général un hydrocarbure non polarisé, comme la cire ou l'huile minérale. La constante diélectrique de la cellulose, donc de la matière première du papier est de 5,66, celle de l'imprégnant est de 2 à 3 et la constante diélectrique résultant est en général environ 5.

Pour les condensateurs au papier avec électrodes en feuilles on utilise couramment des imprégnants composés d'un hydrocarbure dans lequel une partie des atomes d'hydrogène sont remplacés par du chlore.

La constante diélectrique est en général d'environ 4-6. Ces imprégnants sont connus sous différentes désignations commerciales comme Pyralène, Chlophen, Nibren, Arochlore.

Malheureusement, il n'est actuellement pas possible d'utiliser des imprégnants contenant du chlore pour des condensateurs à papier métallisé par suite du danger que présente le chlore à l'état naissant pour la fine couche métallique. Sous l'influence de l'arc électrique lors d'un claquage, du chlore est libéré qui détruit la couche.

Quand aux conditions 2 et 3 mentionnées, le condensateur au papier métallisé monocouche nous permet de remplir simultanément les deux conditions, car, ici nous passons de 2 couches de papier à une seule et nous diminuons en même temps l'épaisseur de l'électrode.

Dans le cas de condensateurs devant être soumis à une charge continue, c'est le champ qui détermine l'épaisseur du diélectrique. Ce champ est celui que le diélectrique peut supporter, en service permanent, sans subir de claquage, même aux plus hautes températures après une longue période de service.

Le champ de claquage des papiers utilisés normalement dans la construction des condensateurs courants, est d'environ 200-300 kV /mm ou 200-300 V /μ. Le champ admissible pour des tensions continues est choisi à 30 V /μ environ, ceci pour ne pas dépasser le champ de ionisation.

Dans le cas d'un condensateur chargé en tension alternative cette valeur doit être réduite, car on doit tenir compte non seulement de la rigidité diélectrique, mais de l'évacuation de la chaleur dégagée, qui est déterminante. Les papiers les plus fins qui peuvent être fabriqués industriellement ont une épaisseur de l'ordre 6-8 μ. Un condensateur comportant une couche de papier de 8 μ peut être chargé à une tension de $8 \times 30 = 240$ V. Pour des tensions continues de l'ordre de 100 V ou moins utilisées couramment en technique des courants faibles et en électronique en général, l'épaisseur du diélectrique nécessaire peut encore être sensiblement réduite. Il serait possible de construire un condensateur avec une seule couche de papier d'une épaisseur encore plus faible que 8 μ, si l'on ne se heurtait pas à de grandes difficultés de fabrication. A la réflexion on constate qu'une augmentation du champ de claquage et par suite une augmentation du champ de service, ne nous mènerait pas plus loin car plus que le champ de claquage c'est l'épaisseur minimum, le nombre de pores dans le papier et leur influence qui sont déterminantes.

Les nouveaux diélectriques avec champ admissible plus élevé que celui du papier, tels qu'on en voit actuellement sur le marché ne pourront apporter une amélioration que si en même temps ils permettent de réduire l'épaisseur et le nombre des pores.

Tension de service Volts	V spec. cm³ /μF		$\frac{V_{pm}}{V_f}$ 100 %
	Pap. met.	Pap. f.	
100 –	1,44	8,0	18
220 ~	5,75	8,0	72
380	15,1	18,7	82,5
500	23	27,5	83,5

En effet, on ne trouve pas encore des feuilles de diélectrique synthétique qui ont pu remplacer le papier complètement et dans tous les champs d'application des condensateurs.

Ils sont appliqués spécialement pour des condensateurs à très faibles pertes diélectriques, donc pour des fréquences plus élevées que la fréquence industrielle, mais le volume spécifique de ces condensateurs est plus élevé que celui des condensateurs à base de papier.

Le tableau 2 nous présente quelques exemples comparant les volumes spécifiques de condensateurs au papier métallisé et les volumes correspondant de condensateurs à feuilles. Pour faibles tensions continues, le volume spécifique du condensateur au papier métallisé est de 1,44 cm³ /μF, c'est le condensateur monocouche, qui doit être comparé avec un condensateur à deux couches de papier avec une feuille de 8 μ d'épaisseur, donc le volume spécifique est de 8,0 cm³ /μF.

Le volume du papier métallisé n'est donc que 18 % du volume du condensateur correspondant aux feuilles.

Plus la tension devient élevée, plus les deux volumes spécifiques se rapprochent. Nous comparons ici toujours des condensateurs construits avec le même champ admissible où le gain n'est réalisé que par le volume occupé par la feuille électrode. Malgré cela, le condensateur au papier métallisé est utilisé avec succès en technique des courants forts et y a fait ses preuves.

Sa construction simple permet de réduire le prix de revient et sa faculté d'autorégénération augmente la sécurité de fonctionnement spécialement où des points de tension très courts interviennent, par exemple dans le démarrage de moteurs monophasés à induction.

PROBLÈMES POSÉS PAR LA FABRICATION DES CONDENSATEURS VARIABLES, NOTAMMENT CEUX DESTINÉS AU MATÉRIEL PROFESSIONNEL[1]

PAR

M. JOFFRE

Ingénieur A.M. et I.E.G.

I. — Origine, fonction et constitution du condensateur variable.

Le circuit résonnant est l'un des éléments essentiels de l'électronique. On pourrait même dire que c'est à partir de lui et autour de lui que s'est développée cette technique que nous appelons LA RADIO.

Ce circuit est composé essentiellement d'une inductance L et d'une capacitance C ; la fréquence de résonance de ce circuit est donnée par la formule de THOMSON :

$$LC\,\omega^2 = 1$$

Il fallait, à partir d'un tel circuit, obtenir une fréquence de résonance variable, d'une manière continue. Cette variation a été obtenue en modifiant l'inductance mutuelle de deux bobinages qui étaient à l'origine des spires plates en nids d'abeilles. La faible variation obtenue devait très rapidement orienter les recherches vers une capacitance variable. De celles-ci est né le condensateur variable, qui, depuis lors, n'a subi qu'une évolution extrêmement lente.

Par contre, depuis une vingtaine d'années, nous assistons à une nouvelle offensive de l'inductance variable, dans laquelle la variation d'inductance est obtenue par la modification de la perméabilité du circuit magnétique soit par noyaux filetés, soit par noyaux plongeurs.

Je n'entre pas dans le détail de ces réalisations que tout le monde connaît, et qui par conséquent, n'offrent qu'un intérêt secondaire. De toute manière, les inductances variables que nous utilisons actuellement ne peuvent être utilisées que pour couvrir des bandes de fréquence relativement étroites. Elles sont utilisées par exemple dans les circuits de moyenne fréquence ; elles le sont également dans ce que nous appelons couramment « LES NOYAUX PLONGEURS » pour la bande de modulation de fréquence de 100 Mc/s.

Dès l'origine, le condensateur variable a été constitué par des lames fixes assemblées entre elles, constituant le stator, entre lesquelles pénétraient des lames mobiles solidaires d'un axe, constituant le rotor. Plusieurs procédés d'assemblage de lames ont été employés ; nous les retrouvons à peu près tous aujourd'hui dans la construction étrangère ou dans la construction française.

— Emmanchement à force des lames dans des fentes obtenues par décolletage (axe de rotor) ou poinçonnage (peigne de stator).

— Empilage de lames et d'entretoises d'écartement ;

— Empilage de lames et de cales d'épaisseur ;

— Pour mémoire, lames taillées dans la masse.

Au début, les émetteurs ayant été définis par leur longueur d'onde et pour avoir une répartition correcte des émetteurs sur les cadrans, il a fallu construire des condensateurs à variation linéaire de longueur d'onde. Cet état de choses a duré relativement peu de temps, et on est venu à la répartition des émetteurs par fréquence en leur assignant des intervalles de 9 kc. A partir de cette date, il aurait fallu que les condensateurs soient à variation linéaire de fréquence ; en fait, ces condensateurs linéaires de fréquence étant relativement difficiles à exécuter, il a été choisi une variation intermédiaire entre la variation linéaire de fréquence et la variation linéaire de longueur d'onde antérieurement utilisée ; cette variation a

(1) Communication présentée à la Société des Radioélectriciens en séance de section le 20 juin 1955.

reçu le nom de « MIDLINE », et était fort intéressante parce qu'obtenue à partir d'une lame rotor dont le profil était circulaire (fig. 1). Cette variation est actuellement jugée satisfaisante par les constructeurs de RADIODIFFUSION DOMESTIQUE.

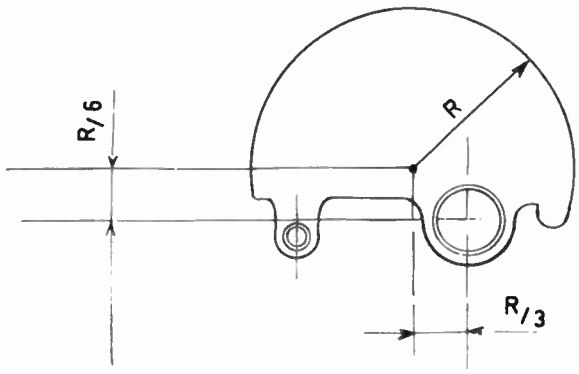


FIG. 1.

La construction professionnelle a utilisé pendant longtemps le même matériel que la construction amateur. Depuis quelques années, au contraire, les exigences des CAHIERS DES CHARGES des matériels professionnels, ont conduit à une amélioration correspondante des caractéristiques des condensateurs variables. Ces améliorations portent principalement sur les qualités mécaniques et sur la protection contre la corrosion. On peut dire que la différence entre un condensateur variable amateur et un condensateur variable professionnel, porte sur la construction mécanique et sur la protection contre la corrosion.

II. — Etude sommaire d'un condensateur variable.

II-1. — LOI DE VARIATION.

Suivant l'usage auquel le condensateur variable est destiné il sera fait un choix de la loi de variation. Si nous considérons une lame rotor d'un condensateur ayant une loi quelconque nous pouvons appeler λ le rapport entre la surface de cette lame et celle

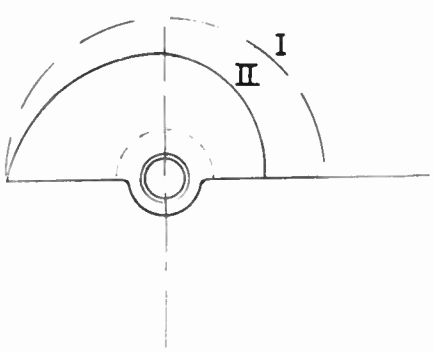


FIG. 2.

d'une lame de condensateur linéaire de capacité de même encombrement. Expliquons-nous plus clairement, en considérant la figure 2 dans laquelle I est un profil linéaire de capacité et II un profil linéaire de fréquence ayant le même encombrement. Celui-ci aura par exemple un rapport de fréquence voisin de $\sqrt{2}$. Il est évident que pour le même encombrement, les surfaces des lames de ces deux condensateurs sont notoirement différentes. J'appelle λ le rapport entre la surface des lames du condensateur linéaire de fréquence et la surface des lames du condensateur linéaire de capacité. Ce coefficient est caractéristique d'une loi de variation donnée. Voici quelques valeurs pour des lois couramment utilisées dans la pratique.

condensateur à variation linéaire de capacité	$\lambda = 1$
condensateur à variation midline ..	$\lambda = 0{,}66$
condensateur à variation linéaire de fréquence $\sqrt{2}$	$\lambda = 0{,}56$
condensateur à variation linéaire de fréquence $\sqrt{3}$	$\lambda = 0{,}44$
condensateur à variation linéaire de fréquence 2.	$\lambda = 0{,}32$

Il apparaît tout de suite que le volume occupé par un condensateur linéaire de fréquence est beaucoup plus important à variation de capacité égale que le condensateur à variation linéaire de capacité.

II-2. — VARIATION DE CAPACITÉ.

Suivant la gamme de fréquence à couvrir et la somme des capacités résiduelles de l'ensemble des circuits, il sera fait un choix de la valeur de la variation de capacité. Il est évident que le but essentiel du condensateur étant de couvrir une gamme, il faut que le rapport entre la fréquence maximum correspondant à la somme de toutes les résiduelles et la fréquence minimum correspondant à ces mêmes résiduelles augmentées de la variation de capacité, ait une valeur suffisante.

II-3. — INTERLAMES.

L'interlame e varie avec la tension de service suivant les lois qui régissent les distances d'isolement et les tensions de service dans toutes les machines électriques. Cependant dans le condensateur variable, on doit également tenir compte d'autres phénomènes tels que la microphonie, le coefficient de température, etc...

II-4. — DIMENSIONNEMENT DU CONDENSATEUR.

La variation de capacité d'un condensateur peut être définie par :

$$\Delta C = \frac{S}{4 \pi e}$$

S étant la surface totale des lames en cm², e étant l'interlame en cm.

Si nous exprimons la surface en fonction du rayon R de la lame, et du nombre n d'interlames, pour un condensateur à variation linéaire de capacité,

nous pouvons écrire approximativement (en négligeant l'échancrure du stator et certains effets de bord)

$$\Delta C = \frac{n R^2}{8 e}$$

Pour un condensateur dont le coefficient de profil est λ nous aurons :

$$\lambda C = \frac{\lambda n R^2}{8 e}$$

Un condensateur bien construit, doit avoir une épaisseur L sensiblement égale au rayon de ses lames rotor.

Cette épaisseur peut être définie :

$$L = n e + (n + 1) \varepsilon$$

si ε est l'épaisseur des lames.

En première approximation on peut poser :

$$L = n (e + \varepsilon)$$

Si nous faisons $R = L$ nous avons $n = \frac{R}{e + \varepsilon}$

d'où $$\Delta C = \frac{\lambda R^3}{8 e (e + \varepsilon)}$$

Cette formule détermine de façon très précise le volume occupé par le condensateur répondant aux conditions qui ont été posées. Nous pouvons, à partir de ce moment, définir le type du condensateur. En effet, il existe un certain nombre de types d'appareils qui ont déjà été fabriqués, pour lesquels il existe des outillages, et chaque fois que l'on pourra les employer, nous devrons le faire. Lorsque nous aurons fait notre choix, nous pourrons examiner en détail si, dans l'ensemble de sa construction le condensateur envisagé répond à toutes les conditions du CAHIER DES CHARGES.

II-5. — CAPACITÉ RÉSIDUELLE.

La capacité résiduelle est la somme de plusieurs termes.

1° La capacité des supports de stator : cette capacité peut être considérée comme constante pour un type déterminé. Soit C_{0_1} ;

2° La capacité des lames extrêmes du stator par rapport aux fourchettes de contact rotor et aux écrans : cette capacité varie en fonction de la dimension des lames et de la distance entre les lames et la cage ;

3° La capacité périphérique du stator par rapport à la cage et aux blindages : cette capacité dépend de la surface extérieure du stator et de la distance du stator au blindage.

Ces deux termes dépendent dans une certaine mesure de ΔC. En supposant un condensateur linéaire de capacité, nous pouvons écrire :

Surface latérale des lames stator :

$$\pi R^2 \times 0{,}5 \times 2 = \pi R^2$$

Surface développée du stator :

$$2 \pi R \times 0{,}5 \times R = \pi R^2$$

D'où la surface totale du stator :

$$\Sigma = 2 \pi R^2$$

Si nous admettons que l'espace d'air autour du condensateur est constant et égal à d nous aurons :

$$C_0 = \frac{2 \pi R^2}{1 \pi d} \qquad \frac{R^2}{2d}$$

En remplaçant R par sa valeur en fonction de ΔC il vient :

$$C_{0_2} = \left[\Delta C \times 8e (e + \varepsilon)\right]^{\frac{1}{2}} \times \frac{1}{2d}$$

4° La capacité entre lames rotor et stator en position d'ouverture : cette capacité dépend de ΔC puisque dans ce cas la distance existant entre le rotor et le stator ne peut être modifiée sous peine de modifier de façon inadmissible, l'angle d'utilisation du condensateur. Un calcul analogue à celui ci-dessus conduit à :

$$C_{0_3} = \left[\Delta C \times 8e (e + \varepsilon)\right]^{\frac{2}{1}} \times \frac{1}{2\pi \delta}$$

δ étant la distance moyenne entre les tranches des lames rotor et stator en position d'ouverture du condensateur.

L'examen de ces différents termes, montre que la capacité résiduelle ne varie pas proportionnellement à la variation de capacité du condensateur. Dans le souci d'utiliser au mieux la place qui est disponible dans un appareil déterminé, on cherche à réduire l'espace d'air, et par conséquent on augmente la résiduelle. Il y a un compromis dont il s'agit de trouver la meilleure solution. De toute manière, pour obtenir un condensateur d'encombrement minimum il faudra chercher à réduire l'ensemble des capacités résiduelles de tous les éléments constituant le circuit, ceci pour obtenir une réduction de la valeur de la ΔC nécessaire.

III. Influence de la construction sur les qualités du condensateur variable.

III - 1. — Influence de l'épaisseur des lames.

Dans le montage à encoche, le pas des lames est prédéterminé. Si l'épaisseur des lames varie, l'interlames varie donc en sens inverse et la capacité change.
Soit : ε l'épaisseur des lames, $d\varepsilon$ la variation de cette épaisseur e le diélectrique, nous allons appeler s le rapport entre la variation d'épaisseur de la lame et l'épaisseur du diélectrique :

$$s = \frac{d\varepsilon}{e}$$

Pour des lames d'épaisseur normale, la capacité obtenue par interlame sera :

$$C_1 = \frac{S}{1\,\pi\,e}$$

Si les lames augmentent d'épaisseur, e devient $e - d\varepsilon$.

Nous aurons ... $C'_1 = \dfrac{S}{1\,\pi\,(e - d\,\varepsilon)}$

Nous pouvons faire apparaître le terme s et après transformation il vient :

$$C'_1 = \frac{C_1}{1 - s}$$

La variation d'épaisseur de la lame introduit donc une variation de capacité. Quelle est cette variation de capacité ?

$$dC = C'_1 - C_1$$

Lorsque l'on fait la réduction, on obtient :

$$\frac{dC}{C} = s$$

autrement dit la variation de capacité est proportionnelle à la variation d'épaisseur du diélectrique. Il s'agit maintenant de rattraper cette variation de capacité. Pour la rattraper, généralement nous procédons par déformation des lames extrêmes du condensateur. Si nous avons n interlames, il faudra rattraper la moitié de la variation totale sur chacune de ces lames extrêmes. Nous pouvons par conséquent poser que la variation à rattraper sur ces lames extrêmes sera :

$$-\frac{dC}{C} = \frac{ns}{2}$$

puisqu'il va falloir faire une variation de sens inverse opérant sur la moitié des lames seulement. A priori on ne connaît pas le sens de s ; en effet la lame peut être plus mince ou plus épaisse suivant les livraisons. Pour pouvoir faire cette correction, au cas où s serait négatif, il faut que l'interlame extrême soit plus grand que l'interlame courant. On admet généralement une valeur égale à 1,5 e.

L'interlame des extrémités permettra une correction de 0,5 e, soit approximativement de 1/3 de la capacité nominale d'un interlame. Ceci nous conduit, pour que cette opération soit possible, à écrire l'inégalité suivante :

$$\frac{n\,s}{2} \leqslant \frac{1}{3}$$

Supposons un condensateur ayant 20 interlames de 0,30 mm, ce qui est courant. Nous arrivons après transformation à

$$d\,\varepsilon \leqslant 0{,}01 \text{ mm}$$

autrement dit dans le cas d'un condensateur ayant 20 interlames de 0,30 mm, une variation de 1 centième de mm sur l'épaisseur du métal est le maximum de ce que l'on puisse admettre pour pouvoir corriger le condensateur ; si cette variation dépasse un centième de mm, nous ne pourrons plus corriger ni rattraper la courbe.

Actuellement, il est extrêmement difficile de se procurer du métal, en feuilles laminées dans des tolérances aussi serrées que $\pm$ 0,01 mm et c'est la raison qui a conduit certains fabricants de condensateurs variables, à adopter un système d'empilage à entretoises ou à cales d'épaisseur. On corrige ainsi les variations que l'on a sur l'épaisseur du métal ; néanmoins, il reste encore des variations possibles : celles que l'on obtient lorsque l'on fait subir à l'ensemble des paquets de lames rotor ou des paquets de lames stator, les traitements de protection. On peut assez facilement avoir des variations de l'ordre de 10 μ et ainsi sortir des tolérances.

III-2. — Centrage des lames.

Considérons 2 lames rotor, $R1$ et $R2$ et une lame stator S décentrée, et pour simplifier (voir figure 3) supposons que cette lame stator ait une épaisseur nulle. Appelons χ la valeur du décentrage et posons $Z = e \times t$

Nous pouvons calculer à partir de ces données, la valeur de la capacité ainsi obtenue.

Nous obtenons :

$$C'_2 = \frac{S}{4\,\pi\,e\,(1 + t)} + \frac{S}{4\,\pi\,e\,(1 - t)}$$

Après réduction, nous obtenons :

$$C'_2 = \frac{2\,S}{4\,\pi\,e} \times \frac{1}{1 - l^2}$$

et

$$C'_2 = C_2 \times \frac{1}{1 - l^2}$$

C_2 étant la capacité correspondant à un centrage parfait.

Le décentrage provoque une variation de capacité extrêmement rapide et gênante.

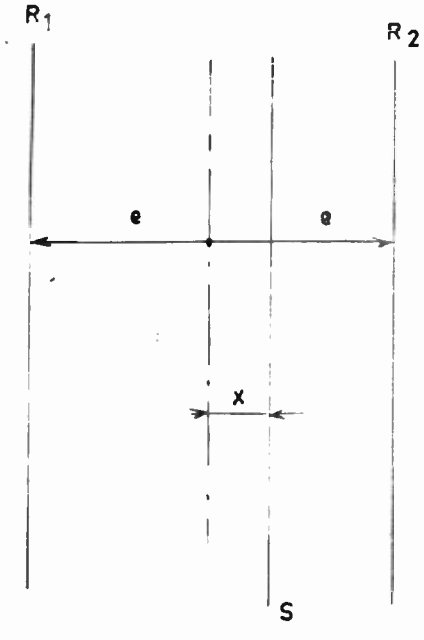


Fig. 3.

Un autre phénomène vient également contribuer à rendre le décentrage gênant : c'est la variation de capacité autour de la nouvelle position de la lame, variation provoquée par un effet extérieur tel qu'une vibration, une déformation statique due par une contrainte mécanique ou thermique

Nous pouvons écrire :

$$dC'_2 = \frac{2\,C_2\,l}{(1 - l^2)^2}\,dl$$

$$\frac{dC'_2}{C'_2} = \frac{2\,l}{1 - l^2}\,dl$$

et

$$\frac{dC'_2}{C'_2} = Y\,dl$$

L'allure de la variation de Y est représentée figure 4 .

Il est évident que plus la lame est décentrée, plus la pente est grande et plus la variation de capacité provoquée par un déplacement du second ordre de la lame devient important ; par conséquent, plus la dérive de température sera grande, plus le condensateur sera microphonique, etc... Il est donc très important que le condensateur soit bien centré.

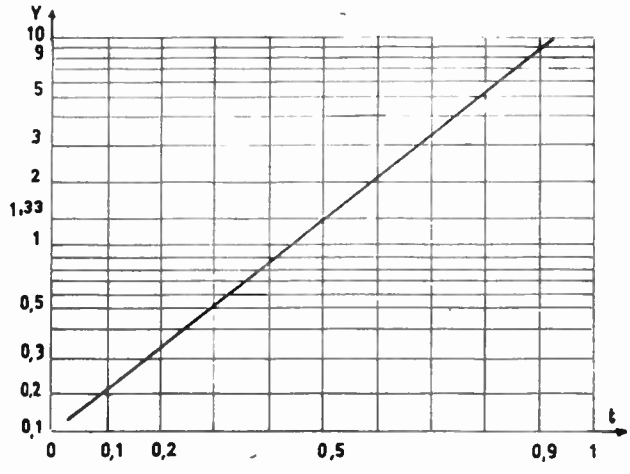


Fig. 4.

III-3. — Matériaux constitutifs.

Le condensateur doit évidemment être réalisé à partir de certains matériaux. Supposons que les lames de ces condensateurs soient découpées dans un métal dont le coefficient de dilatation est τ_l que les supports soient décolletés dans un métal dont le coefficient de dilatation est τ_s et que les lames de ce condensateur soient parfaitement centrées. La capacité de ce condensateur va varier lorsqu'il va subir une élévation de température. A la température ambiante cette capacité est

$$C_3 = \frac{S}{4\pi e}$$

Si nous élevons sa température de θ^o la surface devient :

$$S = S_0\,(1 + 2\,\tau_l\,\theta)$$

et l'interlame $\quad e = e_0\,(1 + \tau_s\,\theta)$

La capacité du condensateur devient :

$$C'_3 = \frac{S_0\,(1 + 2\,\tau_l\,\theta)}{4\pi e_0\,(1 + \tau_s\,\theta)}$$

et la variation de capacité :

$$\Delta\,C_\theta = C'_3 - C_3 = \frac{S_0\,(1 + 2\,\tau_l\,\theta)}{4\pi e_0\,(1 + \tau_s\,\theta)} - \frac{S_0}{4\pi e_0}$$

$$\Delta\,C_\theta = C_3\,\frac{(2\,\tau_l\,\theta - \tau_s)}{1 + \tau_s\,\theta}\,\theta$$

En négligeant les termes du 2e ordre, il vient :

$$\frac{\Delta C_\theta}{C_3} = (2\,\tau_l - \tau_s)\,\theta$$

Par définition, le terme : $2\,\tau_l - \tau_s$ représente le coefficient de température du condensateur. Ce coefficient va varier suivant les matériaux puisqu'il est fonction directe des coefficients de température.

Nous allons, par exemple, supposer que toutes les pièces d'un condensateur soient réalisées avec la même matière, nous aurons :

$$\tau_l = \tau_s$$

Le coefficient de température du condensateur sera égal au coefficient de température de la matière constitutive. Nous aurons :

— avec du laiton ..... 22×10^{-6}
— avec de l'acier ..... 12×10^{-6}

Nous pouvons envisager de construire un condensateur composite, par exemple, des lames en acier, des entretoises et des supports en laiton. Dans ces conditions, nous pourrions admettre que le coefficient serait de :

$$2 \times 12 \times 10^{-6} - 22 \times 10^{-6} = 2 \times 10^{-6}$$

Nous aurions théoriquement un condensateur parfait : l'expérience prouve que ce n'est pas rigoureusement exact, parce qu'il y a d'autres phénomènes qui interviennent, mais c'est le maximum duquel nous puissions songer à approcher. Nous pourrions même envisager des condensateurs dont le coefficient de température serait négatif : il suffirait pour cela que :

$$\tau_s > \frac{\tau_l}{2}$$

En prenant par exemple le cas d'un condensateur dont les lames seraient exécutées en invar et dont l'axe serait en acier ou en laiton, nous aurions évidemment un condensateur négatif.

Nous avons supposé que les lames étaient centrées ; il est évident que tous ces calculs ne sont valables qu'à condition que le centrage des lames reste correct pendant toute la durée de la variation de température. Pour obtenir ce résultat, il faut que les longerons de la cage et l'axe soient réalisés avec le même matériau ou tout au moins avec des matériaux de coefficient de dilatation identique, et que les stators et les rotors soient rendus solidaires de la cage et de l'axe en des points homologues. D'autre part, il faut que les supports de stators et les flasques de cage soient construits de façon que le centre des stators ne se déplace pas ; en effet, nous n'avons pas considéré le cas où les lames de stators et de rotors peuvent glisser l'une sur l'autre.

III-4. — Matériaux de protection.

Au point de vue de la corrosion, nous pouvons classer les condensateurs en deux catégories :

Les condensateurs en laiton, dont la protection est réalisée par argenture et dorure. Pour les fréquences élevées, ces condensateurs sont généralement montés sur flasques en stéatite, et il ne se pose guère de problèmes de protection, sauf lorsque l'utilisateur demande un axe de commande ayant un diamètre avec tolérance serrée. Pour les fréquences moyennes et dans le cas de plusieurs cellules, la cage est généralement en acier. La seule manière de protéger d'une façon très efficace l'acier, est le cadmiage suivi d'un bichromatage. Ce traitement a toutefois l'inconvénient de présenter par rapport à l'argent ou à l'or des plaques, des bagues de contact, ou des contacts proprement dits, un couple électrolytique important, et le métal qui constitue la cathode se trouve rongé. Il faut alors étudier des protections pour augmenter les lignes de fuite, pour réduire l'importance des couples, pour les diviser en plusieurs fractions, afin d'éviter cette corrosion. De toute façon, le problème est difficile.

La deuxième catégorie est le condensateur entièrement en acier : l'ensemble doit donc être cadmié et bichromaté, mais nous n'admettons pas des contacts de rotor sur du cadmium ; il faut par conséquent que les bagues de rotors soient en argent, et nous retrouvons le couple argent-cadmium. Il faut se prémunir contre ses effets néfastes et les méthodes à employer sont toujours délicates.

Le problème ne se pose d'ailleurs pas seulement entre la bague du rotor et la lame rotor, il se pose également très souvent entre la fourchette du rotor et la cage ; une solution adoptée assez fréquemment consiste à isoler la fourchette de la cage.

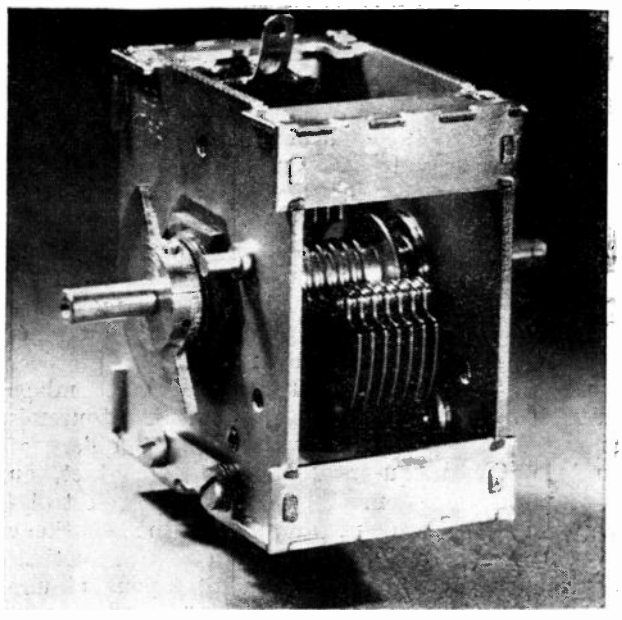
IV. Méthodes de contrôle.

Le condensateur étant construit, subit, après une vérification sommaire, des cycles de température, pour en assurer le vieillissement artificiel. Il est évident que ce condensateur ayant été soudé est soumis à des contraintes, qu'il s'agit d'éliminer avant l'étalonnage. Ce traitement étant fait, on exécute toute une série de contrôles ayant pour but de s'assurer que l'appareil construit répond bien au Cahier des Charges, ou aux spécifications CCTU. Je ne m'étendrai pas sur ces méthodes de contrôles ; elles sont pour la plupart, décrites en détail dans les normes, et je retiendrai seulement un certain nombre de points, en particulier, le contrôle de la loi de variation et le contrôle des dérives.

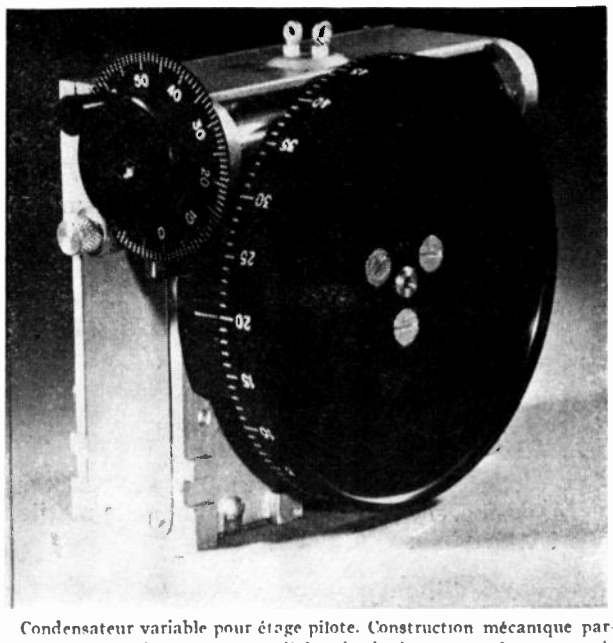
IV-I. — Controle de la loi de variation.

Dans certains cas, il est demandé des précisions absolument extraordinaires. Deux méthodes sont utilisées :

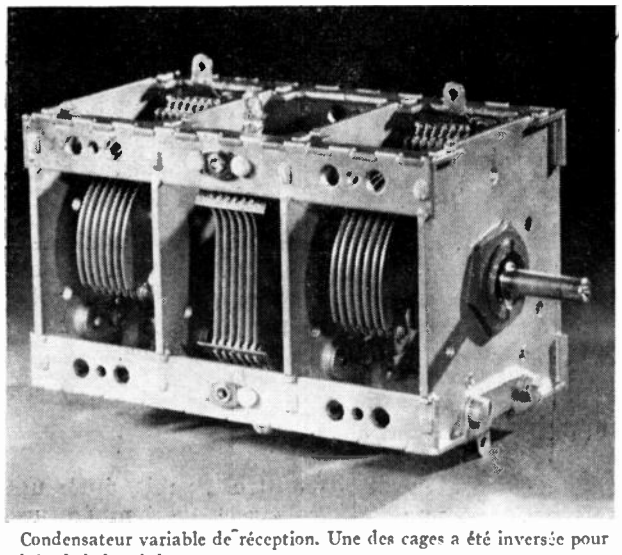
La méthode la plus simple et la plus générale est la méthode de comparaison au pont de Sauty



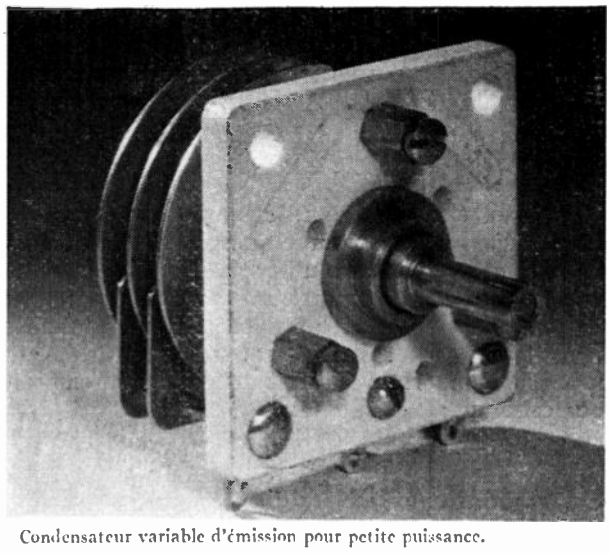
Condensateur variable de réception. Remarquez la rigidité de la cage assurant de bonnes performances.



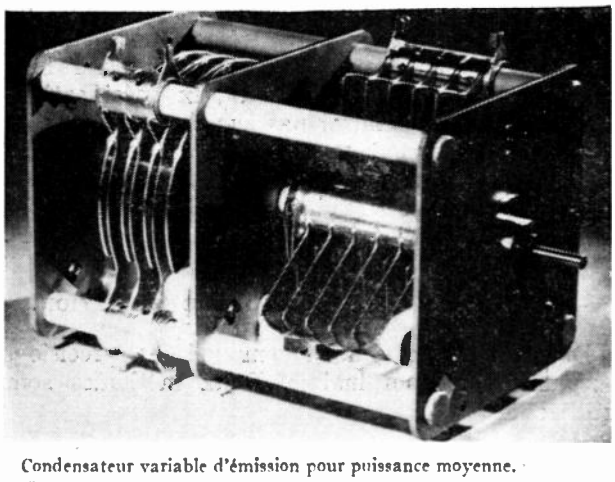
Condensateur variable pour étage pilote. Construction mécanique particulièrement soignée, en vue d'obtenir de hautes performances de stabilité.



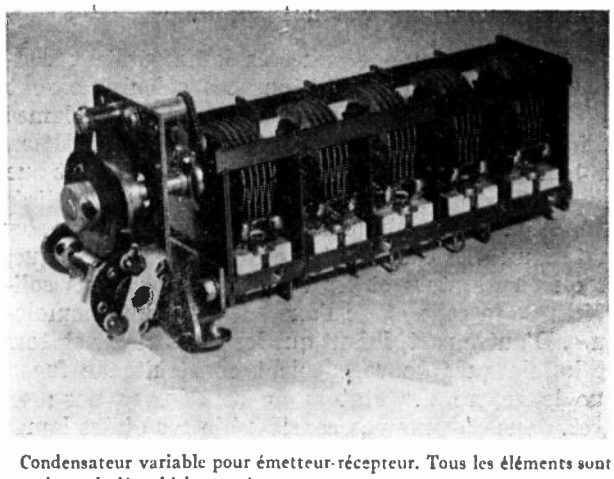
Condensateur variable de réception. Une des cages a été inversée pour réduire le balourd du rotor.



Condensateur variable d'émission pour petite puissance.



Condensateur variable d'émission pour puissance moyenne.



Condensateur variable pour émetteur-récepteur. Tous les éléments sont en acier cadmié et bichromaté.

en basse fréquence. C'est une méthode très simple, très rapide, utilisée dans les cas de grandes séries, lorsque les tolérances sont suffisamment larges. Méthode tout à fait classique : 1 générateur BF (1 000 périodes), 2 condensateurs ajustables sur les deux bras fixes qui servent à équilibrer le pont. Dans l'un des bras, un condensateur étalon, dans l'autre, le condensateur à vérifier, ces deux condensateurs sont accouplés l'un à l'autre, et on fait la vérification en concordance ; la mesure se fait au moyen d'un écouteur, d'un casque, d'un oscilloscope, d'un voltmètre, toutes méthodes utilisées dans les appareils de zéro. Cette méthode est très simple, et elle permet de comparer un appareil à un étalon et de le tenir dans les tolérances données. Par contre, elle ne permet pas de relever l'erreur absolue du condensateur ni sa courbe.

Lorsque l'on désire des appareils étalonnés d'une façon plus précise, ou lorsque la courbe est indispensable, on opère par la méthode de battements à haute fréquence. On utilise deux oscillateurs de fréquence F_1 et F_2. Le circuit oscillant du deuxième oscillateur est constitué d'une part d'un condensateur étalon, et d'autre part du condensateur à étalonner, entraîné par un démultiplicateur destiné à connaître exactement l'angle de calage. En modifiant le réglage du condensateur étalon, nous amenons la fréquence F_2 à une valeur identique à la valeur de F_1, le battement étant contrôlé à l'oscilloscope. Il ne reste plus à ce moment qu'à lire la capacité du condensateur étalon, et par conséquent, déduire celle du condensateur variable à mesurer. Cette méthode est évidemment beaucoup plus longue que la précédente parce qu'elle ne met pas en évidence les erreurs, mais elle permet de tracer la courbe et de la comparer à la courbe étalon. Elle est utilisée chaque fois que les tolérances sont très serrées ou que les exigences du Cahier des Charges demandent le relevé de la courbe point par point.

IV-2. — Controle des dérives.

Les dérives sont des variations de capacité non mesurables par les moyens habituels et provoquées par des contraintes sur les condensateurs.

Exemples : Variation de température.

Effort sur une cage au moment de sa fixation sur le bâti,

Effort sur l'axe au moment du blocage ou dans l'entraînement par engrenages.

On utilise une méthode de mesure dérivée de la méthode haute fréquence exposée au paragraphe précédent.

Le condensateur étant au repos, on réalise l'équilibre des fréquences F_1 et F_2.

Lorsque le condensateur est soumis à la contrainte extérieure dont il s'agit de mesurer l'influence, la fréquence F_2 devient F'_2 et on mesure par battements au moyen d'un générateur BF étalonné, le glissement $F_2 - F'_2$.

La valeur de cette dérive permet de calculer la variation de capacité.

V. Conclusion.

J'ai voulu vous montrer les problèmes que le constructeur de condensateurs avait à résoudre pour fabriquer un appareil qui donne satisfaction à l'usager.

En résumé, les principales difficultés résident dans les matériaux qui sont à la portée du constructeur, en particulier l'épaisseur des bandes laminées utilisées pour la fabrication des lames, la difficulté d'obtenir dans tous les cas la loi de variation avec toute la précision demandée ; enfin le point actuellement le plus critique est le coefficient de température parce qu'il y a énormément de facteurs qui interviennent dans le résultat.

Nota. — Cette conférence s'est terminée par la présentation de quelques condensateurs variables de construction récente et pour lesquels ont été appliqués les principes exposés ci-dessus.

VIE DE LA SOCIÉTÉ

du 1er Août au 30 Septembre 1956

COLLOQUE INTERNATIONAL

« Problèmes d'actualité
dans la Propagation des Ondes Radioélectriques »
Paris, 17-21 Septembre 1956

Un Colloque International sur la Propagation des Ondes Radioélectriques, organisé par la Société des Radioélectriciens et le Comité National Français de Radioélectricité Scientifique, a eu lieu au Conservatoire National des Arts et Métiers du 17 au 21 Septembre 1956.

La Séance d'ouverture a été présidée par M. le Prince Louis DE BROGLIE. Des allocutions ont été prononcées par M. R. RIGAL, Président de la Société des Radioélectriciens, et M. B. DECAUX, Président du Comité National Français de Radioélectricité Scientifique. MM. P. DAVID, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité et à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, T.J. CARROLL, Professeur au Massachusetts Institute of Technology, et V. FOCK, Membre de l'Académie des Sciences de l'U.R.S.S., y ont également pris la parole.

Les Séances de travail ont porté sur les sujets suivants :

— Caractéristiques des liaisons au delà de l'horizon en ondes ultra-courtes.
— Interprétation des champs troposphériques à grande distance.
— Problèmes théoriques de propagation troposphérique.
— Fluctuations des champs troposphériques.
— Influences météorologiques sur la propagation.
— Influences des obstacles irréguliers sur la propagation.
— Théories des mécanismes de propagation ionosphérique.
— Résultats expérimentaux sur les mécanismes de propagation ionosphérique.
— Physique de l'ionosphère.
— Phénomènes de diffusion ionosphérique.
— L'interaction dans l'ionosphère.
— Prévision de la propagation ionosphérique.
— Sifflements et ondes longues.
— Influences des météores sur la propagation.

La Séance de clôture a été présidée par le R.P. LEJAY, Membre de l'Institut, Président de l'Union Radioscientifique Internationale. Des exposés de synthèse y ont été présentés par MM. W. DIEMINGER (Allemagne), sur les problèmes ionosphériques, K.M. SIEGEL (U.S.A.) sur les problèmes de diffraction des ondes, J. SAXTON (Grande-Bretagne) sur les problèmes de propagation troposphérique à grande distance.

Le Colloque a réuni 350 participants appartenant à 25 pays et a entendu 73 communications techniques. Les séances ont eu lieu dans 3 amphithéâtres du Conservatoire National des Arts et Métiers, équipés en traduction simultanée français-anglais.

On trouvera ci-après la liste des communications présentées :

J. AARONS (U.S.A.). — Expériences récentes de rayonnement électromagnétique à fréquence acoustique.

W.S. AMENT (U.S.A.). — Réciprocité et diffusion dans le cas de certaines surfaces rugueuses.

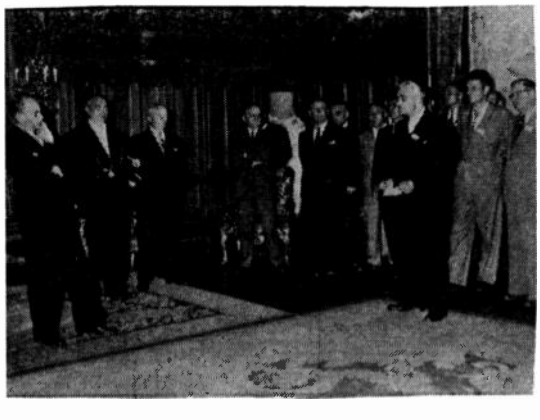
M. ANASTASSIADES, L. CARAPIPERIS (Grèce). — Influence des facteurs météorologiques sur la propagation des hyperfréquences (Données sur la mer d'Egée du Sud).

J. ARSAC, J.C. SIMON (France). — Problèmes de fluctuation en propagation lointaine.

B.R. BEAN (U.S.A.). — La réfraction en surface des ondes radioélectriques, sa climatologie, son rôle dans la propagation troposphérique.

B.R. BEAN, R.L. ABBOT (U.S.A.). — Au sujet de l'absorption par les gaz de l'atmosphère dans la diffusion troposphérique.

W. BECKER (Allemagne). — Procédés graphiques de détermination courante de la distribution verticale de la densité électronique dans les couches ionosphériques, d'après des enregistrements avec balayage de fréquences.



A gauche. — La séance d'ouverture. M. R. RIGAL, Président de la Société des Radioélectriciens, prononçant son allocution. On reconnait de gauche à droite : M. RAGEY, Directeur du Conservatoire National des Arts et Métiers, M. V. FOCK, membre de l'Académie des Sciences de l'U. R. S. S., M. B. DECAUX, Président du C. N. F. R. S., M. le Prince Louis de BROGLIE et, partiellement caché par M. RIGAL, M. T. J. CARROLL, Professeur au Massachussets Institute of Technology.

Au centre. — La réception à l'Hôtel de Ville de Paris. M. B. DECAUX, Président du Comité d'Organisation du Colloque répond à M. P. RUAIS (à l'extrême gauche), Président du Conseil Municipal de Paris.

A droite. — La séance de clôture. Le R. P. LEJAY, Président de l'Union Radio-Scientifique Internationale, prononçant son allocution entouré de : M. B. DECAUX, M. J. SAXTON (Angleterre), M. W. DIEMINGER (Allemagne), M. R. RIGAL (de gauche à droite).

B. Beckmann (Allemagne). — Observation de diffusion-arrière avec signaux télégraphiques.

P. Beckmann (Tchécoslovaquie). — Influence des changements brutaux dans l'humidité atmosphérique sur la propagation des ondes ultra-courtes à grande distance.

K. Bochenek (Pologne). — Sur certaines méthodes d'analyses des relations obtenues à l'aide de la méthode W.K.B.

M. Boella (Italie). — Quelques aspects de l'interférence entre signaux modulés due à la multiplicité des chemins de propagation (fading sélectif).

J. Bouchard (France). — Etude de la propagation ionosphérique par enregistrement hyperfin du champ des émetteurs étalons.

G. Boudouris (France). — Le problème de propagation au-dessus de la terre sphérique (terre et atmosphère homogènes) est-il définitivement résolu ?

H. Bremmer (Pays-Bas). — Comparaison des fluctuations de l'amplitude et de la phase des champs engendrés par diffusion.

G. Broussaud (France). — Quelques nouveaux types d'antennes pour des liaisons lointaines.

R. Cabessa (France). — Améliorations apportées par la réception en diversité d'espace sur des liaisons radio en visibilité optique sur mer et sur terre.

T.J. Carroll, R.M. Ring (U.S.A.). — Propagation des ondes ultra-courtes dans la zone d'ombre dans une atmosphère à constante diélectrique monotonement décroissante.

F. du Castel (France). — Divers types de fluctuations de champs troposphériques et leur interprétation physique.

F.W. Chapman (Grande-Bretagne). — La propagation des ondes radioélectriques de fréquences acoustiques.

J. Chapman (Grande-Bretagne). — Sur la forme, le spectre de fréquences et la propagation des parasites atmosphériques.

P. Chavance (France). — Résultats d'essais de propagation par diffusion troposphérique à distances moyennes.

J.H. Chisholm (U.S.A.). — Investigations expérimentales du « Scattering » angulaire et de la capacité de communication, pour un système de propagation troposphérique bien au-delà de l'horizon.

P. Clavier (France). — Calcul d'une liaison par diffusion troposphérique optimum du point de vue économique.

C.M. Crain (U.S.A.). — Les réfractomètres hyperfréquences ; leur emploi dans les problèmes de propagation radioélectrique.

M. Cutolo (Italie). — Expériences nouvelles sur l'autodémodulation des ondes dans l'ionosphère.

D. Davidson, A.J. Pote, J.B. Wiesner (U.S.A.). — Considérations concernant le choix des fréquences de service pour des liaisons au delà de l'horizon.

J.F. Denisse, J.L. Delcroix, M. Bayet (France). — Sur la théorie des phénomènes d'interaction.

W. Dieminger (Allemagne). — Expériences de propagation sur des impulsions de fréquences variables.

H. Dinger (U.S.A.). — Les sifflements extraordinaires.

Von R. Eshleman, A.M. Peterson (U.S.A.). — L'effet de la longueur du parcours sur la durée des échos météoriques.

V.A. Fock (U.R.S.S.). — Application des intégrales complexes à certains problèmes de diffraction.

L. Goldstein (U.S.A.). — Interactions d'ondes électromagnétiques de fréquence radio dans les gaz ionisés et leurs conséquences sur les phénomènes ionosphériques.

G. Goubau (U.S.A.). — Relation entre l'onde de surface et l'onde d'espace.

M. Gronlund, C.O. Lund (Danemark). — Equipement pour mesures de propagation des micro-ondes.

P. Gudmandsen, B. Larsen (Danemark). — Résultats statistiques concernant la propagation des micro-ondes.

E. Harnischmacher (Allemagne). — Quelques résultats d'observations systématiques du vent ionosphérique sur 2 MHz.

J.W. Herbstreit (U.S.A.). — Etude radioélectrique de la turbulence atmosphérique.

W.C. Hoffman (U.S.A.). — Ouverture d'antenne optimum pour les champs de diffusion.

F. Horner (Grande-Bretagne). — L'influence de la direction sur la propagation ionosphérique des ondes très longues.

C. de Jager (Pays-Bas). — L'émission des explosions radioélectriques solaires.

Jessel (France). — Mise en équations fonctionnelles des problèmes de propagation et de diffraction.

J.B. Keller (U.S.A.). — Diffraction par des objets convexes.

E. Labin (France). — Etude des surfaces réfléchissantes dans le domaine des ondes millimétriques.

R.E. Lacy (U.S.A.). — Mesures du gain d'obstacles montagneux en Californie.

D. Lepechinsky (France). — La théorie magnétoionique et ses résultats.

C.G. Little (Grande-Bretagne). — Etude de l'absorption ionosphérique aux hautes latitudes à l'aide d'ondes radio-électriques extra-terrestres.

C.O. Lund, M. Gronlund (Danemark). — Equipement électronique pour l'analyse statistique.

J. Mevel (France). — Interaction de deux sphères voisines placées dans un champ d'ondes électromagnétiques. Applications.

C.M. Minnis (Grande Bretagne). — Une proposition pour l'amélioration des prévisions ionosphériques.

W.E. Morrow Jr (U.S.A.). — Projet d'un système de communications troposphériques à longue distance en ondes ultra-courtes.

P. Misme (France). — De l'influence des variations brutales des masses d'air sur la propagation troposphérique.

C.L. Pekeris, Mrs Z. Alterman (Israel). — Rayonnement produit par une impulsion de courant dans une antenne verticale placée sur un sol diélectrique.

W. Pfister (U.S.A.). — Sur la distribution de la densité électronique déterminée à l'aide de fusées.

P. Poincelot (France). — Sur l'onde de surface de Sommerfeld.

P. Poincelot (France). — Réflexion des signaux radioélectriques sur l'ionosphère.

K. Rawer (Allemagne). — Quelques problèmes actuels de la prévision ionosphérique.

P. Rivault (France). — Caractéristiques des sifflements observés au cours d'une année.

P. Rivet (France). — Analyse des conditions locales des réflexions partielles et comparaison avec la théorie de la diffusion dans l'explication des champs au-delà de l'horizon.

J. Robieux (France). — Interaction entre ondes rayonnées et ondes de surface.

J. Rybner, E. Ungstrup (Danemark). — Influence de la zone aurorale sur la propagation des ondes courtes.

D. S. Saxon (U.S.A.). — Approximation pour la diffusion des hautes fréquences par des sphères diélectriques. I. Etude théorique.

J.A. Saxton (Grande-Bretagne). — La physique de la diffusion ionosphérique des ondes ultra-courtes.

J.P. Schouten, A. T. de Hoop (Pays-Bas). — Sur la réflexion d'une onde plane par une surface rugueuse.

Z. Sekera (U.S.A.). — Etude approximative de la diffusion des hautes fréquences par des sphères diélectriques. II. — Résultats ».

K.M. Siegel, C.E. Schensted, I.V. Schensted (U.S.A.). — Les sections efficaces de radar des traînées météoriques.

P. Simon (France). — Taches solaires radioélectriquement actives et tempêtes ionosphériques.

J.B. Smyth, L. J. Anderson (U.S.A.). — L'importance des phénomènes de réflexion dans les communications au-delà de l'horizon.

J.L. Steinberg, I. Kazes (France). — Influence de la turbulence troposphérique sur la réception des bruits d'origine cosmique.

Mme A. Stoyko (France). — Sur la vitesse apparente des ondes courtes.

N. Stoyko (France). — Vitesse apparente de propagation des ondes très longues.

V. Twersky (U.S.A.). — Sur une théorie générale de la diffusion et de la réflexion par une surface irrégulière.

E. Vassy (France). — Influence de la propagation dans les systèmes de radio navigation basés sur les mesures des phases.

J. Wait (U.S.A.). — Réflexion d'une onde transitoire par un milieu conducteur anisotrope.

ERRATUM

Les transistors à jonctions aux fréquences élevées, par J.P. VASSEUR (Onde Electrique t. XXXVI n° 348, mars 1956, page 230).

Page 232. — 1re colonne.

Ligne 6, lire $(x_{12}\, r_{21} + x_{21}\, r_{12})^2$

Ligne 7, lire $(h_{11}\, g_{21} + h_{21}\, g_{12})^2$

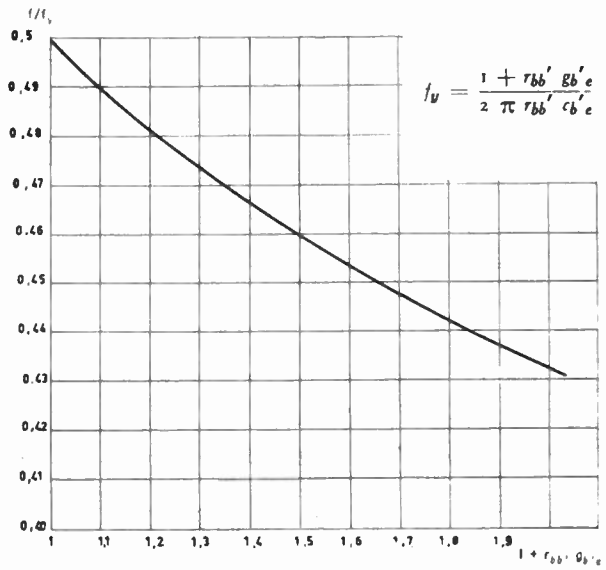
Ligne 8, lire $(h'_{12}\, h''_{21} + h'_{21}\, l''_{12})^2$ au premier membre et $— h''_{12}\, h''_{21}$ au second.

Ligne 9, lire x_{ij}, h_{ij}, h'_{ij}.

3e ligne avant la fin, lire $+ 2 \left(\frac{f}{f_y}\right)^2$.

Page 232. — 2e colonne.

Remplacer la figure 5 par la figure ci-dessous.



Page 233. — figure 8.

Relier la base du transistor à la connexion immédiatement inférieure

Page 235. — figure 10, lire $f_\beta = \frac{f\alpha}{\beta_o + 1}$

Page 237. — tableau 3

lire $$\Delta y_e = \frac{y_{b'e}\,(y_{ce} + y_{b'c}) + y_{b'c}\,(y_m + y_{ce})}{1 + r_{bb'}\,(y_{b'e} + y_{b'c})}$$

lire $$y_{ebc} = \frac{— y_{b'e} — y_m}{1 + r_{bb'}\,(y_{b'e} + y_{b'c})}$$

Page 238, Tableau 2, gain en tension — collecteur commun lire au dénominateur

$$y_{b'e}\,(y_2 + Y_G + r_{bb'}\,Y_G\,Y_L + y_m\,(y_{b'c} + Y_G) + Y_G\,Y_L$$

Page 239, Tableau 2, gain max. en B.F. — admittance de sortie — émetteur commun.

lire (2 erreurs) $$\left(g_{ce} + g_{b'c} + r_{bb'}\,\frac{g_m\,g_{b'c}}{1 + r_{bb'}\,g_{b'e}}\right)\sqrt{\ }_e$$

Page 247. — Tableau 7, gain en courant en court-circuit — limite H.F. de β :

lire $$\varphi = -\frac{\pi}{2}$$

admittance de sortie en circuit ouvert-limite H.F. de h_{cce}

lire $$g_{ce} + g_{b'c} + g_m\,\frac{C_{b'c}}{C_{b'e}} + j\,\omega\,C_{b'c}$$

Page 248. — Tableau 8. — Gain en courant en court-circuit-limite H.F. de α

lire $$\varphi = -\frac{\pi}{2}$$

admittance de sortie en circuit ouvert h_{ccb} — limite H.F.

lire $$\frac{1}{r_{bb'}}$$

Fréquence de coupure — ajouter :

pour $r_{bb'} = 0$ et lim. H.F. $= g_{ce} + g_{b'c} + j\,\omega\,C_{b'e}$

Visualisation des ondes sonores et ultrasonores, par F. CANAC (*Onde Electrique*, t. XXXVI, n° 350, mai 1956, page 427). Bibliographie [1], lire :

TAWIL E. P. CR. Acad. Sc. 1930 T 191, page 92.
CR. Acad. Sc. 1930 T 191, page 998.

OFFRES ET DEMANDES D'EMPLOI

RECHERCHONS

O. 88. — Ingénieur ou technicien hautement qualifié pour étude d'instruments de mesure électriques (galvanomètres) possédant grande expérience mécanique de précision. Ecrire, avec curriculum Vitae et prétentions à Compagnie Générale de Métrologie B.P. 30, Annecy.

O. 89. — Service Documentation recherche ingénieur connaissant domaine des télécommunications et électronique, traduisant couramment allemand et anglais et si possible le russe. Adresser demande avec référence détaillée à la Société des Radioélectriciens qui transmettra.

O. 90. — Pr Service Documentation, rech. : AGENT TECHNIQUE connaissant Anglais, âge : 40-45 ans.
ARCHIVISTE 25/30 ans. Ecrire avec curric. vitae Compagnie I.B.M. France, 20 av. Michel-Bizot à Paris-12e.

O. 91. — Importante Société TÉLÉVISION et ÉLECTRONIQUE recherche un INGÉNIEUR-RÉDACTEUR bonne culture générale, pour rédiger documentation technique. Situation d'avenir. Envoyer curriculum vitae à la Société qui transmettra.

D. 63. — « Ingénieur E.S.E. et Radio E.S.E., 51 ans, longue expérience dans études et essais de matériels radioélectriques, cherche Direction Technique dans Société à développer ou Direction de bureau d'Etudes ». Ecrire à la Société qui transmettra.

D. 62. — « Traductions techniques, allemand, anglais ». Ecrire à la Société.

Imprimerie Marcel Bon, Vesoul. — Dépôt légal : 4e trimestre 1956. — I. n° 25. — 4.900.578 E. n° 20. — La Gérante : Mme Chiron.

FEB 1 8 1957

Library
Boulder Laboratories
National Bureau of Standards
Boulder, Colorado

36e ANNÉE - N° 356
NOVEMBRE 1956
PRIX : 600 FRANCS

L'ONDE ÉLECTRIQUE

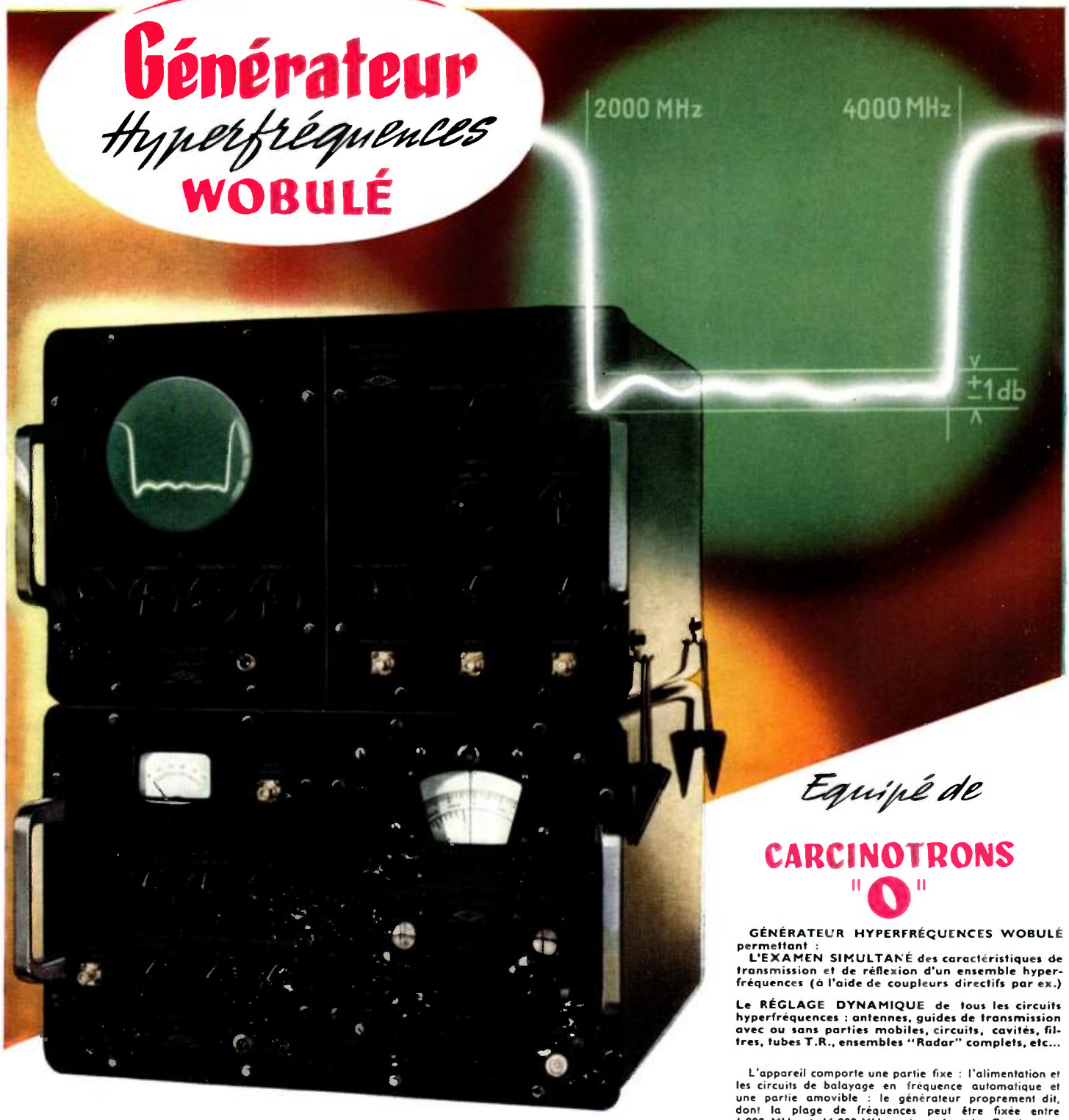
REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6e

Notre couverture :
Tube C.S.F. Carcinotron CO 42 8000 - 16000 MHz. - Tube C.S.F. Carcinotron CM 710 : 2500 W. H.F.

●

NUMÉRO CONSACRÉ AUX COMMUNICATIONS DU CONGRÈS INTERNATIONAL 1956. TUBES HYPERFRÉQUENCES

Générateur *Hyperfréquences* WOBULÉ



Equipé de

CARCINOTRONS "O"

GÉNÉRATEUR HYPERFRÉQUENCES WOBULÉ permettant :

L'EXAMEN SIMULTANÉ des caractéristiques de transmission et de réflexion d'un ensemble hyperfréquences (à l'aide de coupleurs directifs par ex.)

Le RÉGLAGE DYNAMIQUE de tous les circuits hyperfréquences : antennes, guides de transmission avec ou sans parties mobiles, circuits, cavités, filtres, tubes T.R., ensembles "Radar" complets, etc...

L'appareil comporte une partie fixe : l'alimentation et les circuits de balayage en fréquence automatique et une partie amovible : le générateur proprement dit, dont la plage de fréquences peut être fixée entre 1.000 MHz et 16.000 MHz, suivant le tube Carcinotron utilisé - (6 tiroirs amovibles sont prévus).

CARACTÉRISTIQUES DU GÉNÉRATEUR TYPE LFC 301 (utilisant le Carcinotron Co 119)

Plage de F couverte : 2.300 à 4.600 MHz - Précision de F : ± 2%

Impédance de sortie : 50 ohms - Puissance de sortie directe : 50 mW minimum.

Atténuateur à piston incorporé : 0 à 126 db. Puissance de sortie avec régulation : 10 mW environ, constante à ± 1,5 db sur toute la plage de F de l'appareil. Excursion en F : continuellement réglable de 0 à ± 1.150 MHz. Modulation d'amplitude : intérieure en signaux carrés à 1.000 Hz, extérieure en impulsions, de 0,25 µs jusqu'aux signaux carrés.

DOCUMENTATION FRANCO SUR DEMANDE.

★ **OSCILLOSCOPE OH 101**

Constitue le complément du Générateur LFC. Le balayage du tube cathodique est synchrone du balayage en F du tube "Carcinotron". Un dispositif de commutation automatique associé à 2 amplificateurs de déviation verticale, permet l'examen simultané des caractéristiques de transmission et de réflexion d'un ensemble hyperfréquences.

ETABLISSEMENTS GEFFROY & Cie

FERISOL

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 72.192.000 DE FRANCS

18, AVENUE PAUL VAILLANT COUTURIER — TRAPPES (S. & O.) 923 97-36 à 97-38

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Électrique : R. Domenach, 161, Bd St-Germain, Paris 6e — Tél. LIT. 79-53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

Vol. XXXVI **NOVEMBRE 1956** **N° 356**

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6e. — C.C.P. Paris 53-35

Abonnements 1 an : France : 3.000 F ; Etranger : 3.300 F — Prix de ce N° : 600 F

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, PARIS-6e. Tél. LIT. 79 53

CONGRÈS INTERNATIONAL TUBES HYPERFRÉQUENCES

PARIS 29 mai - 2 juin 1956

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine). — Tél. ALÉSIA 04-16 — C.C.P Paris 697-38

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T.S.F.

J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie e. r.

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947)

Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, Prix Nobel de Physique.

MEMBRES D'HONNEUR

Sir Edward APPLETON, Principal and Vice-Chancellor of Edinburgh University.

MM. Eugène DARMOIS, Membre de l'Institut.

Gaston DUPOUY, Membre de l'Institut, Directeur du C.N.R.S.

MM. Frédéric JOLIOT-CURIE, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Physique.

Louis LEPRINCE RINGUET, Membre de l'Institut.

Francis PERRIN, Membre de l'Institut, Haut-Commissaire à l'Energie Atomique.

Charles MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

		MM.
1922		M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923	†	H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924	†	R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925	†	J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T.T.
1926		E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927	†	Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928		Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929	†	L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930		Ed. BELIN, Ingénieur.
1931		C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932		P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933	†	L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934		Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
1935	†	R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936	†	R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937	†	F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès Sciences.
1938		P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
1939	†	J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940	†	H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945		L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946		R. P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947		R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.
1948		Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949		M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950		P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951		Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion-Télévision Française.
1952		J. de MARE, Ingénieur Conseil.
1953		P. DAVID, Ingénieur en chef à la Marine.
1954		G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».
1955		H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1956)

M. R. RIGAL, Ingénieur Général des Télécommunications.

Président désigné pour 1957

M. R. AUBERT, Directeur Général technique de la C.S.F. et S.F.R.

Vice-Présidents :

MM. A. ANGOT, Ingénieur militaire général, Directeur de la Section d'Etudes et de Fabrications des Télécommunications.

C. BEURTHERET, Ingénieur en Chef à la C.F.T.H.

M. LAFFINEUR, Directeur à l'Institut d'Astrophysique de Paris.

Secrétaire Général :

M. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

L. J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier :

M. R. CADESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.

Secrétaires :

MM. J. M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

P. DEMAN, Ingénieur des Télécommunications.

B. GAUSSOT, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.

Comité de Rédaction de l'ONDE ÉLECTRIQUE

Président : M. P. ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Rédacteur en Chef : M. L. J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

SECTIONS D'ÉTUDES ET GROUPES RÉGIONAUX

SECTIONS D'ÉTUDES

Nº	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Général ANGOT.	M. TOUTAN.
2	Matériel radioélectr.	M. LIZON	M. GAMET.
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MERCIER.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. WARNECKE.	M. CHARLES.
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	M. CAHEN.	Mme ANGEL.
8	Electronique appliq.	M. RAYMOND.	M. LARGUIER.
9	Electronique Nucléaire.	M. SURDIN.	M. LABEYRIE.
10	Formation du Personnel Technique.	M. BEURTHERET	M. GILABERT.

Les demandes pour participation aux travaux des Sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. CACHON, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E. N. S. E. M.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. DESTRAY, Directeur de l'École de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C. N. R. S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

CONSEIL DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

MM. J. ICOLE, Ingénieur en chef des Télécommunications, Chef du Département Faisceaux-Hertziens, Direction des Lignes Souterraines à Grande Distance.
J. LOCHARD, Lieutenant Colonel, Chef des Services Techniques du Groupe de Contrôle Radioélectrique.
N'GUYEN THIEN CHI, Chef de Département à la Cie Gle de T.S.F., Ingénieur-Conseil Cie Industrielle des Métaux électroniques.
† G. POTIER, Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique »
P. RIVÈRE, Chef du Service « Multiplex » de la Sté Française Radioélectrique.
M. SOLLIMA, Directeur du Groupe Electronique de la Cie Française Thomson-Houston.
H. TESTEMALE, Ingénieur des Télécommunications.
A. VIOLET, Chef de Groupe à la Sté « Le Matériel Téléphonique »
J. BLOEMSMA, Ingénieur Radio E.S.E.
A. CHARLES, Général du C.R., Conseiller technique à la Société Kodak-Pathé.
A. DIDIER, Professeur au C. N. A. M.
MM. G. GOUDET, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
M.D. INDJOUDJIAN, Ingénieur des Télécommunications, chargé du Département Télécommande du C.N.E.T.
P. MANDEL, Ingénieur en Chef à la Société Nouvelle de l'outillage R B V et de La Radio-Industrie.
A. PAGES, Ingénieur à la Compagnie Générale de T.S.F.
H. TANTER, Ingénieur au L.C.T.
P. ANDRIEUX, Ingénieur des Télécommunications.
Mario BOELLA, Professeur au Politecnico de Turin.
R. CHARLET, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.
F. GALLET, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.
M. JEAN, Directeur du « Groupe Electronique » de la C.F.T.H.
NOZIÈRES, Directeur des « Tubes Electroniques » à la Sté La Radiotechnique.
P. M. PRACHE, Directeur des Recherches à la Sté L.T.T.
J. WEILL, Ingénieur-Docteur au C.E.A.

COMMISSAIRES AUX COMPTES

MM. A. DAUPHIN, Chef de Service au L.C.I.E.
J.L STEINBERG, Maître de Recherches au C.N.R.S.
L. de VALROGER, Directeur du Département Radar-Hyperfréquences de la C.F.T.H.

EXTRAIT DES STATUTS

. . . . . .

La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Etre agréé par le Bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui aura pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives une cotisation de 15 000 francs pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires verseront une cotisation de 5 000 francs seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation annuelle fixée comme suit :

Particuliers.... 1 600 F.

Sociétés ou Collectivités

10 000... } au gré de la
25 000... } Société ou
ou 50 000... } Collectivité

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle moyennant le versement d'une somme égale à dix fois cette cotisation.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études en France, pourront bénéficier, sur leur demande, d'une cotisation ramenée à 800 F. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

SOMMAIRE DE CE NUMÉRO

Les numéros précédant les titres de certains articles sont ceux des communications correspondantes présentées au Congrès Tubes Hyperfréquences.

		Pages
Liste des Communications présentées au Congrès International « Tubes Hyperfréquences »		867
Principaux résultats acquis dans le domaine des tubes électroniques pour hyperfréquences	R.R. WARNECKE	875
1.08. — Nouvelles possibilités des triodes à disques scellés	J.G. Van WIJNGAARDEN	888
3.01. — Gain et largeur de bande des amplificateurs à modulation de vitesse	M.W. MULLER	893
3.05 et 3.06. — Contrôle expérimental de la théorie du second ordre du klystron reflex	M. MUSSON-GENON et M. METIVIER.	904
3.08. — Amélioration de la linéarité d'un klystron reflex à cavité externe	J. DE COUDENHOVE	910
3.09. — Cavité externe pour tube coaxial à modulation de vitesse à grande stabilité de fréquence	R. BERGÈRE et A. MICHAUDON	914
3.12. — Tubes à réflexions multiples	F. COETERIER	917
3.14. — Générateur hyperfréquences utilisant le klystron à réflexions multiples	J. CAYZAC	926
3.15. — L'application d'un klystron spécial et des circuits associés à une balise radar dans la bande de 3 cm	N. SCHIMMEL	921
4.1.07. — Les signaux stables dans les tubes à ondes progressives	L. BRILLOUIN	927
4.1.08. — Contribution à la théorie du grand signal des tubes à ondes progressives	G. MOURIER	929
4.2.10. — Nouveaux types de lignes pour tubes hyperfréquences	O. DOEHLER, B. EPSZTEIN et J. ARNAUD	937
4.3.10. — Adaptation d'entrée et de sortie des tubes à ondes progressives	J. DASCOTTE	947
4.5.01. — Amplificateur cascade à onde inverse	J.R. WHINNERY W.H. WATSON et H.R. JORY	952
4.5.04. — Etude expérimentale des caractéristiques des carcinotrons « O » à ligne interdigitale	P. PALLUEL	962
6.2.02. — Quelques résultats expérimentaux sur les guides à hélice pour accélérateurs linéaires de particules lourdes	A. SEPTIER	966
6.2.03. — Sur les guides à ondes lentes généralisant les guides à hélice	F. BERTEIN et W. CHAHID	971
6.2.04. — Structures de résonateurs pour des accélérateurs de particules à grande puissance	P.D. DUNN	974
7.02. — L'effet de Cherenkow aux hyperfréquences	J.G. LINHART	979
7.05. — Création et amplification de micro-ondes par processus atomiques.	J. COMBRISSON et C.H. TOWNES	989
11.05. — Application du tube Carcinotron « O » à la réalisation d'un générateur U.H.F. de mesure à très large gamme	P. MEUNIER et R. OLIVIER	992
Vie de la Société		997

Sur notre couverture :

Tube Carcinotron CO 42 (8000 - 16000 MHz) et tube Carcinotron CM 710 (2500 W HF) de la Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil

NUMÉRO SPÉCIAL DU CONGRÈS
TUBES HYPERFRÉQUENCES, PARIS 1956

Le présent numéro est consacré à la publication de communications présentées au Congrès International « Tubes Hyperfréquences », qui s'est tenu à Paris du 29 Mai au 2 Juin 1956. L'Onde Electrique publiera d'autres communications de ce Congrès au cours de l'année 1957.

On trouvera ci-après la liste des communications ; celles dont la publication dans l'Onde Electrique est prévue sont marquées d'un astérisque.

CONGRÈS INTERNATIONAL "TUBES HYPERFRÉQUENCES"

Liste des communications

CHAPITRE PREMIER

DIODES ET LAMPES A GRILLES DE CONTROLE

1.01 **FLUX DE CHARGE D'ESPACE A 2 DIMENSIONS*, par O. Buneman, *de l'Université de Cambridge, Cambridge (Angleterre).*

1.03 *TUBES D'ÉMISSION A GRILLE DE CONTROLE*, par F. Hülster, *de la Compagnie Française Thomson-Houston, Paris (France).*

1.04 *QUELQUES ASPECTS TECHNOLOGIQUES DE L'ÉTUDE DES TRIODES HYPERFRÉQUENCES*, par E. G. Dorgelo, *de la Société Philips, Eindhoven (Hollande).*

1.05 *QUELQUES PROBLÈMES POSÉS PAR LES TRIODES PLANES A DISQUES SCELLÉS*, par H. Nishio, T. Nemoto et H. Murakami, *Nippon Electric Company, Kawasaki (Japon).*

1.06 *TRIODE B-26 HYPERFRÉQUENCE FONCTIONNANT A 4 000 MHz*, par Y. Nakamura, T. Miwa et Y. Hasegawa, *Electrical Communication Laboratory, Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation, Tokio (Japon).*

1.07 *UNE TRIODE A 400 MHz UTILISANT UNE CATHODE L, ET LES CIRCUITS ASSOCIÉS*, par K. Rodenhuis, *de la Société Philips, Eindhoven (Hollande).*

1.08 **NOUVELLES POSSIBILITÉS DES TRIODES A DISQUES SCELLÉS*, par J. G. van Wijngaarden, *de la Société Philips, Eindhoven (Hollande).*

1.09 **AMPLIFICATEUR A TRIODE DE PUISSANCE POUR 4 000 Mc/s*, par G. Andrieux, *du Laboratoire d'Electronique et de Physique appliquées, Paris (France).*

1.10 **MESURES DU RETARD DE GROUPE DANS LES AMPLIFICATEURS A TRIODE A 4 000 MHz*, par J. P. M. Gieles, *de la Société Philips, Eindhoven (Hollande).*

CHAPITRE II

MAGNÉTRONS

2.01 *CHARGE D'ESPACE DANS LES MAGNÉTRONS A L'ÉTAT PERMANENT*, par J. Verweel, *de la Société Philips, Eindhoven (Hollande).*

2.02 **THÉORIES DE CHARGE D'ESPACE DANS LES MAGNÉTRONS*, par O. Buneman, *de l'Université de Cambridge, Cambridge (Angleterre).*

2.03 **ÉTUDES RÉCENTES SUR LES CHARGES D'ESPACE DU TYPE MAGNÉTRON*, par J. L. Delcroix, *de l'Ecole Normale Supérieure, Université de Paris, Paris (France).*

2.04 **QUELQUES ASPECTS DE L'ÉTABLISSEMENT DES CARACTÉRISTIQUES D'UN MAGNÉTRON EN IMPULSIONS*, par J. Baker, R. Dehn et E. Kettlewell, *General Electric Company, Wembley (Angleterre).*

2.05 *QUELQUES ASPECTS DU MODING DANS LES MAGNÉTRONS*, par C. Azéma, *de la Société Philips, Brive (France).*

2.06 **INFLUENCE DE LA FORME DES IMPULSIONS DE COMMANDE SUR LES MAGNÉTRONS DE GRANDE PUISSANCE*, par Lazzeri, *de la Compagnie Française Thomson-Houston, Paris (France).*

2.07 *DÉFAUT DE POSITIONNEMENT DE LA CATHODE DANS UN MAGNÉTRON 3 cm*, par Ninerailles et Raye, *de la Société Française Radioélectrique, Levallois (France).*

2.08 *DISSYMÉTRIES DANS LES SYSTÈMES RÉSONATEURS STRAPPÉS DE MAGNÉTRONS*, par VALLANTIN, *de la Société Française Radioélectrique, Levallois (France).*

2.09 *GETTERS POUR MAGNÉTRONS*, par P. ZIJLSTRA, *de la Société Philips, Eindhoven (Hollande).*

2.10 *UN MAGNÉTRON CONTROLÉ PAR UNE CAVITÉ AU MODE TE_{011} A COUPLAGE SYMÉTRIQUE*, par J. FEINSTEIN et R. J. COLLIER, *Bell Telephone Laboratories, Murray Hill (U. S. A.).*

2.11 **MAGNÉTRONS A FRÉQUENCE VARIABLE*, par LAZZERI, *de la Compagnie Française Thomson-Houston, Paris (France).*

2.12 *MAGNÉTRON A ÉMISSION CONTINUE*, par E. ROSTAS, *de la Compagnie Française Thomson-Houston, Paris (France).*

2.13 **RÉSUMÉ DES PERFORMANCES DES MAGNÉTRONS A RÉGIME CONTINU FONCTIONNANT DANS UN CHAMP MAGNÉTIQUE FAIBLE*, par R. G. ROBERTSHAW, T. W. GOSS, J. R. TEW et W. E. WILLSHAW, *General Electric Company, Wembley (Angleterre).*

2.14 *UN MAGNÉTRON EXPÉRIMENTAL A CATHODE FROIDE*, par J. R. M. VAUGHAN, *E. M. I. Research Laboratories, Hayes (Angleterre).*

2.15 *CONSIDÉRATIONS PRATIQUES SUR LES MAGNÉTRONS POUR ONDES MILLIMÉTRIQUES*, par H. HEINS et L. W. ROBERTS, *BOMAC Laboratories, Beverly (U. S. A.).*

2.16 *MAGNÉTRONS ET KLYSTRONS REFLEX POUR ONDES MILLIMÉTRIQUES*, par B. B. Van IPEREN, P. R. J. A. KLEYNEN et J. VERWEEL, *de la Société Philips, Eindhoven (Hollande).*

2.17 *DÉVELOPPEMENT DE MAGNÉTRONS POUR ONDES MILLIMÉTRIQUES*, par S. AOI et S. NAKAJIMA, *Oki Electric Industry Co, Tokio (Japon).*

2.18 *MAGNÉTRON 8 mm-40 kW-12 W*, par R. JUILLERAT et A. REGEFFE, *de R. B. V. Radio Industrie, Paris (France).*

2.19 *MAGNÉTRONS MILLIMÉTRIQUES DE GRANDE PUISSANCE*, par R. ZWOBADA, *de R. B. V. Radio Industrie, Paris (France).*

2.20 *SUR LE DIMENSIONNEMENT DES MAGNÉTRONS POUR LES ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉCOMMUNICATION*, par H. PAUL, *Brown-Boveri Co, Baden (Suisse).*

2.21 **THÉORIE ANALYTIQUE DE L'INTERACTION ENTRE CIRCUIT ÉLECTRIQUE ET ÉLECTRONS DANS LE MAGNÉTRON*, par F. LÜDI, *Brown-Boveri Co, Baden (Suisse).*

CHAPITRE III

TUBES A MODULATION DE VITESSE

3.01 **GAIN ET LARGEUR DE BANDE DES AMPLIFICATEURS A MODULATION DE VITESSE*, par M. W. MULLER, *Varian Associates, Palo Alto, Ca (U. S. A.).*

3.02 *UN KLYSTRON AMPLIFICATEUR A RÉGIME PERMANENT ET A PUISSANCE ÉLEVÉE DANS LA BANDE X*, par R. H. C. NEWTON, R. B. DYOTT, W. H. ALDOUS et W. ROWLANDS, *General Electric Company, Wembley (Angleterre).*

3.03 *UN KLYSTRON DE GRANDE PUISSANCE A FAIBLE BRUIT ET DE GRANDE SÉCURITÉ DE FONCTIONNEMENT*, par G. A. ESPERSEN, *Philips Laboratories, Irvington-on-Hudson, N. Y. (U. S. A.).*

3.04 *TRAVAIL SUR LES KLYSTRONS DE GRANDE PUISSANCE AU LABORATOIRE HYPERFRÉQUENCES DE STANFORD*, par J. SHAW, *de l'Université de Stanford, Stanford (U. S. A.).*

3.05 **VÉRIFICATION EXPÉRIMENTALE DE LA THÉORIE DU SECOND ORDRE DU KLYSTRON REFLEX (1re Partie)*, par M. MUSSON-GENON, *de la Compagnie Française Thomson-Houston, Paris (France).*

3.06 **VÉRIFICATION EXPÉRIMENTALE DE LA THÉORIE DU SECOND ORDRE DU KLYSTRON REFLEX (2e Partie)*, par M. METIVIER, *de la Compagnie Française Thomson-Houston, Paris (France).*

3.07 **RÉGLAGE DE LA PUISSANCE DE SORTIE DES KLYSTRONS REFLEX*, par M. KENMOKU et S. SHITARA, *Nippon Electric Company, Kawasaki (Japon).*

3.08 **AMÉLIORATION DE LA LINÉARITÉ D'UN KLYSTRON REFLEX A CAVITÉ EXTERNE*, par J. de COUDENHOVE, *Le Matériel Téléphonique, Paris (France).*

3.09 **CAVITÉ EXTERNE POUR TUBES COAXIAUX A MODULATION DE VITESSE A GRANDE STABILITÉ DE FRÉQUENCE*, par R. BERGÈRE et A. MICHAUDON, *Le Matériel Téléphonique, Paris (France).*

3.10 **LES TUBES A MODULATION DE VITESSE A GROUPEMENT TRANSVERSAL ET LEUR PLACE DANS L'ENSEMBLE DES TUBES A MODULATION DE VITESSE*, par A. LERBS, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans fil, Paris (France).*

3.11 *FONCTIONNEMENT ET APPLICATIONS D'UN OSCILLATEUR A CHAMP DE FREINAGE POUR DES ONDES MILLIMÉTRIQUES*, par CARTER, CORNETET et THURSTON, *Ohio State University, Colombus (U. S. A.).*

3.12 **TUBES A RÉFLEXIONS MULTIPLES*, par F. COETERIER, *de la Société Philips, Eindhoven (Hollande).*

3.13 *UN KLYSTRON ÉMETTEUR POUR FAISCEAU HERTZIEN*, par C. AZÉMA, *de la Société Philips, Brive (France).*

3.14 **ÉMETTEUR POUR FAISCEAU HERTZIEN UTILISANT UN TUBE A RÉFLEXIONS MULTIPLES ET A ACCORD MÉCANIQUE*, par J. CAYZAC, *du Laboratoire d'Electronique et de Physique appliquées, Paris (France).*

3.15 **L'APPLICATION D'UN KLYSTRON SPECIAL ET LES CIRCUITS ASSOCIÉS D'UNE BALISE RADAR DANS LA BANDE DE 3 CM*, par N. SCHIMMEL, *Nederlandsch Radar Proefstation, Noordwijk aan Zee (Pays-Bas).*

3.16 **L'INFLUENCE DES ONDES DE CHARGE D'ESPACE D'ORDRE SUPÉRIEUR DANS LES KLYSTRONS*, par A. H. BECK, *Standard Telecommunication Laboratories, Enfield (Angleterre)*

3.17 *KLYSTRONS REFLEX A LARGE BANDE DANS LA RÉGION DES ONDES MILLIMÉTRIQUES*, par E. D. NAUMENKO *de la Société Nationale de Radioélectricité Popov, Moscou (U. R. S. S.).*

CHAPITRE IV

TUBES A PROPAGATION D'ONDES

4.1. Phénomènes Fondamentaux

4.1.01 *ONDES DE PLASMA DANS LES FAISCEAUX ÉLECTRONIQUES FINIS ET LEUR INTERACTION AVEC LES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES, par H. DERFLER, *Cerberus G. M. B. H., Bad Ragaz (Suisse).*

4.1.02 *UNE MÉTHODE DU CALCUL APPROXIMATIF DE LA PROPAGATION DES ONDES DANS LES LIGNES A RETARD EN PRÉSENCE D'UN FAISCEAU D'ÉLECTRONS, par L. N. LOCHAKOV, *de la Société Nationale de Radioélectricité Popov, Moscou (U. R. S. S.).*

4.1.03 *LES ONDES ÉLECTRONIQUES DANS LES LIGNES A RETARD, par L. A. WAINSTEIN, *de la Société Nationale de Radioélectricité Popov, Moscou (U. R. S. S.).*

4.1.04 *LONGUEUR D'ONDE DE PLASMA ET T. P. O. A FAIBLE BRUIT, par J. LABUS et R. LIEBSCHER, *Siemens und Halske, Munich (Allemagne).*

4.1.05 *SUR CERTAINS EFFETS DE LA CHARGE D'ESPACE DANS DES FAISCEAUX ÉLECTRONIQUES, par B. EPSZTEIN, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Paris (France).*

4.1.06 *SUR LES MODES DE CHAMPS DE CHARGE D'ESPACE ÉLECTROMAGNÉTIQUES, par G. H. JOSHI et N. MARCUVITZ, *Polytechnic Institute of Brooklyn, Brooklyn (U. S. A.).*

4.1.07 *LES SIGNAUX STABLES DANS LES TUBES A ONDES PROGRESSIVES, par L. BRILLOUIN, *Professeur Honoraire au Collège de France, Paris (France).*

4.1.08 *CONTRIBUTION A LA THÉORIE DU GRAND SIGNAL DES T. P. O., par G. MOURIER, *Colombia-University, New York (U. S. A.) et Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Paris (France).*

4.1.09 *THÉORIE NON-LINÉAIRE DU TUBE A PROPAGATION D'ONDE, par L. A. WAINSTEIN, *de la Société Nationale de Radioélectricité Popov, Moscou (U. R. S. S.).*

4.1.10 *TUBES AMPLIFICATEURS A ONDES PROGRESSIVES EN GRANDS SIGNAUX, par J. E. ROWE, *University of Michigan, Ann Arbor, Michigan (U. S. A.).*

4.1.11 *ÉTUDE DU TUBE A ONDE PROGRESSIVE PAR CALCULATEUR ANALOGIQUE, par M. ETTENBERG, C. C. WANG et V. R. LEARNED, *Sperry Gyroscope Company, Great Neck, N. Y. (U. S. A.)*

4.1.12 *MESURES DE L'EFFET DE SATURATION DANS LES TUBES A ONDES PROGRESSIVES, par G. H. DIX, *General Electric Company, Wembley (Angleterre).*

4.1.13 SUR LES TUBES A ONDES PROGRESSIVES DE GRANDE PUISSANCE TYPES « O » ET « M » AMPLIFICATEURS ET OSCILLATEURS, par P. GUENARD et O. DŒHLER, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Paris (France).*

4.1.14 LIMITATIONS DE LA PUISSANCE ET DU GAIN POUR DES TUBES A ONDES PROGRESSIVES DU TYPE A HÉLICE, par W. BARNES, *Sylvania Electric Products Inc., Mountain View, California (U. S. A.).*

IV — 2. Circuits d'interaction

4.2.01 *QUELQUES ASPECTS FONDAMENTAUX DE LA PROPAGATION D'ONDES LENTES, par J. DAIN, *English Electric Valve Co, Chelmsford (Angleterre).*

4.2.02 ÉTUDE EXPÉRIMENTALE DES LIGNES A RETARD, par H. STEYSKAL, *du Centre des Recherches de la Défense Nationale Suédoise, Stockholm (Suède).*

4.2.03 *MESURE DE L'IMPDÉANCE DE COUPLAGE DANS LES LIGNES A RETARD, par R. MÜLLER, *Siemens und Halske, Munich (Allemagne).*

4.2.04 *VITESSE DE PHASE DANS LES GUIDES D'ONDES HÉLICOÏDAUX, par B. VALTERSSON, *de Research Institute of National Defense, Stockholm (Suède).*

4.2.05 *CIRCUITS DE PROPAGATION POUR DES T. O. P. DE GRANDE PUISSANCE, par M. CHODOROW, *Stanford University, Stanford (U. S. A.).*

4.2.06 *QUELQUES PROPRIÉTÉS DE LA LIGNE INTERDIGITALE ET SON EMPLOI DANS LES TUBES HYPERFRÉQUENCES, par J. C. WALLING, *Mullard, Salfords (Angleterre).*

4.2.07 *UNE ÉTUDE THÉORIQUE DE LA PROPAGATION LE LONG DES LIGNES EN ÉCHELLE A BARREAUX PLATS, par P. N. BUTCHER, *Radar Research Establishment, Malverin (Angleterre).*

4.2.08 *LES IMPÉDANCES DE COUPLAGE DANS LES STRUCTURES A CONDUCTEURS PLATS, par P. N. BUTCHER, *Radar Research Establishment, Malvern (Angleterre).*

4.2.09 *CIRCUITS A STRUCTURE PÉRIODIQUE A DEUX ET TROIS DIMENSIONS ; APPLICATIONS POSSIBLES AUX TUBES A ONDES PROGRESSIVES, par G. MOURIER, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Paris (France).*

4.2.10 *NOUVEAUX CIRCUITS POUR TUBES A ONDES PROGRESSIVES, par O. DOEHLER, B. EPSZTEIN et J. ARNAUD, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Paris (France).*

IV — 3. Amplificateurs à onde directe, Type « O »

4.3.01 *TUBE DE HAUTE PUISSANCE A ONDES PROGRESSIVES, A IMPULSION, DANS LA BANDE S*, par R. W. WILMARTH et O. G. BOYCHENKO, *Federal Telecommunication Laboratories, Nutley, N. J. (U. S. A.).*

4.3.02 *TUBES A ONDES PROGRESSIVES 4W85 ET 4W86 UTILISÉS DANS LE CABLE HERTZIEN HYPERFRÉQUENCES TOKIO-OSAKA*, par S. HAYASHI, K. SATO, D. KOBAYASHI et H. NISHIO, *Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation, Tokio (Japon).*

4.3.03 *TUBE ECL1140 A ONDES PROGRESSIVES A GAIN ÉLEVÉ ET PUISSANCE MOYENNE*, par K. SATO, D. KOBAYASHI et S. HAMADA, *Electrical Communication Laboratory, Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation, Tokio (Japon).*

4.3.04 **UN AMPLIFICATEUR A ONDES PROGRESSIVES « PACKAGED » POUR LA BANDE DES 4 000 MHz*, par N. NISHIO, T. NEMOTO et S. YASUDA, *Nippon Electric Company, Kawasaki (Japon).*

4.3.05 *LE TUBE AMPLIFICATEUR A ONDE PROGRESSIVE T. P. O. 920*, par P. MEUNIER, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Malakoff (France).*

4.3.06 *ÉTUDE D'UN TUBE A ONDE PROGRESSIVE DE LONGUEUR D'ONDE 4 CM*, par A. BOBENRIETH, *du Centre National d'Etudes des Télécommunications, Paris (France).*

4.3.07 *TUBES A ONDES PROGRESSIVES DE 1,5 A 4,5 CM*, par D. H. O. ALLEN, *Mullard, Salfords (Angleterre).*

4.3.08 *TUBE A ONDES PROGRESSIVES DU TYPE A HÉLICE POUR 24 000 MHz*, par T. MIWA, J. KOYAMA, M. MISHIMA et I. YANAOKA, *Electrical Communication Laboratory, Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation, Tokio (Japon).*

4.3.09 **UNE MÉTHODE SENSIBLE POUR MESURER LES RÉFLEXIONS ET LA SENSIBILITÉ DES T. P. O. A GAIN ÉLEVÉ*, par W. P. KLEIN, *C. Lorenz, Esslingen (Allemagne).*

4.3.10 **ADAPTATION D'ENTRÉE ET DE SORTIE DES TUBES A ONDES PROGRESSIVES*, par J. DASCOTTE, *Le Matériel Téléphonique, Paris (France).*

IV. — 4. — Tubes à faible bruit

4.4.01 *TUBE A ONDES PROGRESSIVES A FAIBLE BRUIT* : ECL 1138, par J. KOYAMA, M. HIGUCHI et E. KAWAZURA, *Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation, Tokio (Japon).*

4.4.02 *DÉVELOPPEMENT D'UN TUBE A ONDE PROGRESSIVE A FAIBLE BRUIT POUR LA BANDE 4 000 MÉGACYCLES*, par M. KENMOKU et M. ITO, *Nippon Electric Company, Kawasaki (Japon).*

4.4.03 *TUBE A PROPAGATION D'ONDE A FAIBLE BRUIT*, par G. CONVERT, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Paris (France).*

4.4.04 *TUBE A ONDES PROGRESSIVES A FAIBLE BRUIT POUR 4 000 Mc/s*, par P. F. C. BURKE et W. J. POHL, *Standard Telephone and Cables, Ilminster (Angleterre).*

4.4.05 *TUBE AMPLIFICATEUR A ONDES PROGRESSIVES A FAIBLE BRUIT*, par E. W. KINAMAN et M. MAGID, *Radio Corporation of America Harrison, N. J. (U. S. A.).*

4.4.06 **T. P. O. A FAIBLE BRUIT, VÉRIFICATION DES BASES THÉORIQUES ET EXPLICATION DES EFFETS D'ORDRE SUPÉRIEUR*, par W. R. BEAM et R. C. KNECHTLI, *R. C. A. Laboratories, Princeton, N. J. (U. S. A.).*

IV. — 5. — Tubes à onde inverse, Type « O »

4.5.01 **AMPLIFICATEURS A ONDE INVERSE EN CASCADE*, par J. R. WHINNERY, W. H. WATSON, H. R. JORY, *de l'Université de Californie, Berkeley, California (U. S. A.).*

4.5.02 **TUBES A ONDES INVERSES*, par H. HEFFNER, D. A. DUNN, G. WADE et D. A. WATKINS, *Stanford University, Stanford, California (U. S. A.).*

4.5.03 **TUBES OSCILLATEURS A ONDES INVERSES*, par H. R. JOHNSON, *Hughes Research Laboratories, Culver City (U. S. A.).*

4.5.04 **ÉTUDE EXPÉRIMENTALE DES CARACTÉRISTIQUES DES CARCINOTRONS « O » A LIGNE INTERDIGITALE*, par P. PALLUEL, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Paris (France).*

4.5.05 *DÉVELOPPEMENT INDUSTRIEL DE CARCINOTRONS « O »*, par P. MEUNIER, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Malakoff (France).*

4.5.06 *CARCINOTRONS MILLIMÉTRIQUES*, par G. VINCENT, T. YEOU et J. LABORDERIE, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Paris (France).*

IV. — 6. — Tubes à champs électrique et magnétique croisés— Type « M »

4.6.01 **SUR LA THÉORIE DU CARCINOTRON « M »*, par M. de BENNETOT, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Paris (France).*

4.6.02 **RENDEMENT, PUISSANCE, PULLING, PUSHING ET LOCKING DANS LE CARCINOTRON « M »*, par G. GUILBAUD et J. NALOT, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Paris (France).*

4.6.03 **PHÉNOMÈNE DE RÉSONANCE ÉLECTRONIQUE DANS LES TUBES A CHAMPS CROISÉS*, par W. E. WILLSHAW, G. MOURIER et G. GUIBAUD, *General Electric Company, Wembley (Angleterre) et Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Paris (France).*

4.6.04 **TUBES A ONDE PROGRESSIVE DU TYPE « M » AMPLIFICATEUR ET OSCILLATEURS POUR RÉGIME D'IMPULSIONS*, par A. DUBOIS et M. FAVRE, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Paris (France).*

4.6.05 *NOUVELLE TECHNOLOGIE INDUSTRIELLE DU CARCINOTRON M 10 CM*, par BOUCHER et RAYE, *de la Société Française Radioélectrique, Levallois (France).*

CHAPITRE V

TUBES DE CONCEPTIONS DIVERSES

5.01 *UN TUBE A ONDES PROGRESSIVES COMPORTANT UNE LIGNE A RETARD EXTERNE ET INTERCHANGEABLE, par A. R. MATTHEWS, C. T. SAH et K. R. SPANGENBERG, *Stanford University, Stanford (U. S. A.).*

5.02 « MAGNÉTRONS » SANS AIMANT, par Ir. A. VERSNEL, *de la Société Philips, Eindhoven (Hollande).*

5.03 *LE SPIRATRON TUBE A ONDES PROGRESSIVES AVEC FOCALISATION ÉLECTROSTATIQUE CENTRIFUGE, par Z. S. TCHERNOV, *de la Société Nationale de Radioélectricité Popov, Moscou (U. R. S. S.).*

5.04 *LE FAISCEAU EN « SLALOM » NOUVELLE MÉTHODE DE FOCALISATION ÉLECTROSTATIQUE PÉRIODIQUE DES FAISCEAUX ÉLECTRONIQUES, par J. S. COOK, R. KOMPFNER et W. H. YOCOM, *Bell Telephone Laboratories Murray Hill (U. S. A.).*

5.05 *SYSTÈMES RÉSONNANTS ET GÉNÉRATEURS THF A GUIDES D'ONDE LIMITES, par A. P. FEDOSSEEV, *de la Société Nationale de Radioélectricité Popov, Moscou (U. R. S. S.).*

5.06 *PROGRÈS RÉCENTS DU STROPHOTRON, par H. HÄGGBLOM et S. TOMNER, *Svenska Elektronror, Stockholm (Suède).*

5.07 CARACTÉRISTIQUES D'UN OSCILLATEUR STROPHOTRON A 10 *cm*, par T. S. ROBINSON, *Royal Institute of Technology, Stockholm (Suède).*

5.08 *UN TUBE HAUTE FRÉQUENCE UTILISANT UN NOUVEAU TYPE DE MOUVEMENT ÉLECTRONIQUE, par H. ALFVEN, *Royal Institute of Technology, Stockholm (Suède).*

5.09 *OSCILLATIONS ÉLECTRONIQUES DANS DES CHAMPS ÉLECTRIQUES NON LINÉAIRES APPLICATIONS AU STROPHOTRON, par B. AGDUR, *Royal Institute of Technology, Stockholm (Suède).*

CHAPITRE VI

ACCÉLÉRATEURS LINÉAIRES

VI. — 1. Accélérateurs d'Electrons

6.1.01 PROGRAMME D'ÉTUDE SUR L'ACCÉLÉRATEUR LINÉAIRE D'ÉLECTRONS A L'UNIVERSITÉ DE STANFORD par R. B. NEAL, *Stanford University, Stanford (U. S. A.).*

6.1.02 ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN ACCÉLÉRATEUR LINÉAIRE AVEC RASSEMBLEMENT PRÉLIMINAIRE DES ÉLECTRONS, par M. PAPOULAR, *du Laboratoire d'Electronique et Radioélectricité, Faculté des Sciences de Paris (France).*

6.1.03 L'ACCÉLÉRATEUR LINÉAIRE A ÉLECTRONS DU CENTRE D'ÉTUDES NUCLÉAIRES DE SACLAY, par H. LEBOUTET, J. VASTEL et E. PICARD, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Paris (France) et du Commissariat à l'Energie Atomique, Paris (France).*

6.1.04 ACCÉLÉRATEURS LINÉAIRES A ÉLECTRONS A GRANDE ÉNERGIE OU A GRAND COURANT PROJET D'ACCÉLÉRATEUR 2 GeV POUR LA FACULTÉ DES SCIENCES DE PARIS, par H. LEBOUTET, J. VASTEL et J. DELCROIX, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Paris (France) et de la Faculté des Sciences de Paris (France).*

6.1.05 CALCULATEUR ANALOGIQUE POUR ACCÉLÉRATEUR LINÉAIRE, par H. LEBOUTET, J. VASTEL et M. HIVET, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Paris (France).*

VI. — 2. Accélérateurs de particules lourdes

6.2.01 *UN ACCÉLÉRATEUR LINÉAIRE A HÉLICE POUR PROTONS, par R. SERVRANCKX, *du Centre de Physique Nucléaire Ecole Royale Militaire, Bruxelles (Belgique).*

6.2.02 *QUELQUES RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX SUR LES GUIDES A HÉLICE POUR ACCÉLÉRATEUR LINÉAIRE A PROTONS, par A. SEPTIER, *du Laboratoire d'Electronique et de Radioélectricité Faculté des Sciences de Paris (France).*

6.2.03 *SUR LES ONDES LENTES DE CERTAINES STRUCTURES PÉRIODIQUES DÉRIVÉES DE L'HÉLICE, par F. BERTEIN et W. CHAHID, *du Laboratoire d'Electronique et de Radioélectricité, Faculté des Sciences de Paris (France).*

6.2.04 *STRUCTURES DE RÉSONATEURS POUR DES ACCÉLÉRATEURS DE PARTICULES DE GRANDE PUISSANCE, par P. D. DUNN, *de Atomic Research Establisment. Harwell (Angleterre).*

6.2.05 *DÉTERMINATION DES PERTES DANS LES CAVITÉS DU TYPE RHUMBATRON, par W. CHAHID, *du Laboratoire d'Electronique et de Radioélectricité Faculté des Sciences de Paris (France).*

6.2.06 TRIODE ET CIRCUIT ASSOCIÉ POUR UN ACCÉLÉRATEUR DE PARTICULES LOURDES, par PEHÉ et AFFANASSIEFF, *de la Compagnie Française Thomson-Houston, Paris (France).*

CHAPITRE VII

GÉNÉRATION D'ONDES PAR RAYONNEMENT ÉLECTRONIQUE DIRECT

7.01 *L'EFFET CERENKOV ET LA GÉNÉRATION D'ONDES HERTZIENNES, par G. MOURIER, *Columbia University, New York (U. S. A.).*

7.02 *L'EFFET DE CERENKOV EN HYPERFRÉQUENCES, par J. G. LINHART, *British Thomson-Houston, Rugby (Angleterre).*

7.03 *GROUPEMENT DES FAISCEAUX D'ÉLECTRONS RAPIDES ET PRODUCTION D'ONDES DE LONGUEUR INFÉRIEURE AU MILLIMÈTRE, par H. MOTZ, *Oxford University (Angleterre).*

7.04 *PRODUCTION D'ONDES MILLIMÉTRIQUES AVEC UN ONDULATEUR MAGNÉTIQUE, par R. COMBE, *du Collège de France, Paris (France).*

7.05 *CRÉATION ET AMPLIFICATION DE MICRO-ONDES PAR PROCESSUS ATOMIQUES, par J. COMBRISSON et C. H. TOWNES, *du Commissariat à l'Energie Nucléaire Saclay (France) et de l'Ecole Normale Supérieure Paris (France).*

CHAPITRE VIII

OPTIQUE ET FOCALISATION

8.01 *ÉTUDE DE CANONS A ÉLECTRONS COMPTE TENU DE LA CHARGE D'ESPACE ET DU CHAMP MAGNÉTIQUE, par O. CAHEN et J. E. PICQUENDAR, *du Centre National d'Etudes des Télécommunications, Paris (France).*

8.02 *FOCALISATION DES FAISCEAUX ÉLECTRONIQUES A GRANDE DENSITÉ DU COURANT, par V. T. OVTCHAROV, *de la Société Nationale de Radioélectricité Popov, Moscou (U. R. S. S.).*

8.03 *LA CUVE ÉLECTROLYTIQUE AUX ÉLÉMENTS D'INSERTION DU COURANT POUR L'ÉTUDE DU CHAMP ÉLECTROSTATIQUE AVEC CONSIDÉRATION DE LA CHARGE D'ESPACE, par V. S. LOUKOCHKOV, *de la Société National de Radioélectricité Popov, Moscou (U. R. S. S.).*

8.04 *FOCALISATION MAGNÉTIQUE DE FAISCEAUX ÉLECTRONIQUES LONGS ET CYLINDRIQUES, par P. F. C. BURKE et D. C. ROGERS, *Standard Telephone and Cables, Ilminster (Angleterre).*

8.05 *CANONS ÉLECTRONIQUES A HAUTE PERVÉANCE, par R. HECHTEL, *Telefunken, Ulm (Allemagne).*

8.06 *UN NOUVEAU SYSTEME DE LENTILLE PRODUISANT UNE ACTION CONVERGENTE-DIVERGENTE, par T. SEKI, H. NIKAIDO et K. SIMADA, *Electrical Communication Laboratory, Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation, Tokio (Japon).*

8.07 *PROJET D'UN CANON A ÉLECTRONS POUR UN DISPOSITIF A FAISCEAU LAMINAIRE, par A. B. CUTTING et I. FRASER, *Standard Telecommunication Laboratories, Enfield (Angleterre).*

8.08 *CONTRIBUTION AU CALCUL DES AIMANTS PERMANENTS DESTINÉS AUX TUBES A ONDES PROGRESSIVES, par L. BRÜCK, *Telefunken, Ulm (Allemagne).*

8.09 *FOCALISATION PÉRIODIQUE PAR UN CIRCUIT INTERDIGITAL, par J. HIRANO, *Electrical Communication Laboratory, Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation, Tokio (Japon).*

8.10 *FOCALISATION DU FAISCEAU PAR UNE COMBINAISON DE CHAMPS MAGNÉTIQUE ET ÉLECTRIQUE PÉRIODIQUES, par M. SUMI, *Electrical Communication Laboratory, Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation, Tokio (Japon).*

8.12 *ÉTUDE THÉORIQUE ET EXPÉRIMENTALE SUR LA GÉNÉRATION DE FAISCEAUX ÉLECTRONIQUES DANS DES CHAMPS ÉLECTRIQUE ET MAGNÉTIQUE CROISÉS, par D. CHARLES et H. HUBER, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Paris (France).*

8.13 *TRAJECTOIRES D'ÉLECTRONS DANS LES CHAMPS CROISÉS, par A. REDDISH, *General Electric Company, Wembley (Angleterre).*

CHAPITRE IX

DÉCHARGE DANS LES GAZ ET TUBES T R

9.1. Phénomènes fondamentaux

9.1.01 *OSCILLATIONS ÉLECTRONIQUES DE PLASMA, par F. BERZ, *Mullard, Salfords (Angleterre).*

9.1.02 *LES CLAQUAGES DANS L'AIR EN HYPERFRÉQUENCES, par L. W. ROBERTZ, *Bomac Laboratories, Beverly (U. S. A.).*

9.1.03 *ÉTUDES RÉCENTES DE L'AMORÇAGE DANS LES GAZ, DANS LES CHAMPS HYPERFRÉQUENCES, DANS UNE ÉCHELLE DE TEMPS D'UNE MILLIMICROSECONDE, APPLICATION AUX SYSTÈMES COMMUTATEURS T. R., par L. GOLDSTEIN, *University of Illinois, Urbana (U. S. A.).*

9. 2. Tubes T. R.

9.2.01 *TUBES COMMUTATEURS POUR ÉMISSION-RÉCEPTION, par L. W. ROBERTS, *Bomac Laboratories, Beverley (U. S. A.).*

9.2.02 *TUBES T. R. INTERCHANGEABLES UTILISÉS DANS LES DUPLEXEURS BANDE «S», par T. L. DUTT, *General Electric Company, Wembley (Angleterre).*

9.2.03 *TUBES T. R. A LARGE BANDE A LIGNE INTERDIGITALE INCORPORÉE, par D. REVERDIN, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Malakoff (France).*

9.2.04 *LE TUBE DE COMMUTATION A COUPLAGE TOTAL*, par R. Jean et D. Reverdin, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Malakoff (France).*

9.2.05 *DUPLEXEURS A GRANDE PUISSANCE*, par Milosèvic, *de la Compagnie Française Thomson-Houston, Paris (France).*

9.2.06 *CONTRIBUTION A L'ÉTUDE DES ÉLECTRODES D'ENTRETIEN POUR TUBES TYPE* TR, par R. Jean, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Malakoff (France).*

9.2.07 *ÉTUDE DES PERFORMANCES DES* TR *ET* ATR, par M. Bricon, *de la Compagnie Française Thomson-Houston, Paris (France).*

9.2.08 *ÉTUDE DES PRESSIONS ET DE LEUR ÉVOLUTION DANS LES TUBES A GAZ*, par M. Romiguière, *de la Compagnie Française Thomson-Houston, Paris (France).*

9.2.09 *MESURES SUR DES TUBES* TR *ET* ATR, par R. Belbeoch, *de la Compagnie Française Thomson-Houston, Paris (France).*

9.2.10 *MESURE DU TEMPS DE DÉSIONISATION D'UN TUBE* TR *MILLIMÉTRIQUE*, par A. Regeffe, *de R. B. V. Radio-Industrie, Paris (France).*

CHAPITRE X

BRUIT

10.01 **LES DIODES A CHARGE D'ESPACE EN TRÈS HAUTE FRÉQUENCE*, par F. W. Gundlach, *Technische Universität, Berlin (Allemagne).*

10.02 **LIMITATIONS THÉORIQUES DES PERFORMANCES DE BRUIT D'AMPLIFICATEURS LINÉAIRES*, par H. A. Haus et R. B. Adler, *Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, Massachusetts (U. S. A.).*

10.03 **LE QUADRIPOLE DE BRUIT ÉQUIVALENT DE TUBES A PROPAGATION D'ONDE*, par H. Bauer, *de Telefunken, Ulm (Allemagne).*

10.04 *ÉTUDE DU BRUIT DANS LES TUBES A PROPAGATION D'ONDE*, par A. S. Tagher, *de la Société Nationale de Radioélectricité Popov, Moscou (U. R. S. S.).*

10.05 *RECOUVREMENT DES BANDES DES TUBES DE BRUIT A GAZ ET DES DIODES A BRUIT AU MOYEN DE CONDUCTEURS HÉLICOÏDAUX*, par H. Schnitger, *Fernmeldetechnisches Zentralamt, Darmstadt (Allemagne).*

10.06 *LES TUBES IONIQUES DANS LA TECHNIQUE DES HYPERFRÉQUENCES*, par J. Le Corguillier, *de la Compagnie Française Thomson-Houston, Paris (France).*

CHAPITRE XI

APPAREILLAGE DE MESURE

11.01 *MESURES DE PUISSANCE SUR TUBES MILLIMÉTRIQUES*, par H. Weill, *de la R. B. V. Radio Industrie, Paris (France).*

11.02 *SYSTÈME DE DÉVIATION D'ÉLECTRONS D'UN TUBE A RAYONS CATHODIQUES A ONDES PROGRESSIVES*, par H. Maeda, *Japan Broadcasting Corporation, Tokio (Japon).*

11.03 *OSCILLOSCOPE POUR L'OBSERVATION ET L'ENREGISTREMENT PHOTOGRAPHIQUE DE LA FORME DE SIGNAUX ÉLECTRIQUES A DES FRÉQUENCES JUSQU'A* 15 000 *MHz*, par A. M. Tchernouchenko, *de la Société Nationale de Radioélectricité Popov, Moscou (U. R. S. S.).*

11.04 *OSCILLOGRAPHIE ET ANALYSE D'UN FAISCEAU EN HYPERFRÉQUENCE*, par H. Von Foerster, *University of Illinois, Urbana (U. S. A.).*

11.05 **APPLICATION DU TUBE « CARCINOTRON O » A LA RÉALISATION D'UN GÉNÉRATEUR U. H. F. DE MESURE A TRÈS LARGE GAMME APPLICATION AUX PROBLÈMES D'ADAPTATION D'IMPÉDANCES*, par P. Meunier et R. Olivier, *de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Malakoff (France) et de la Société Férisol, Paris (France).*

11.06 *BANC D'ESSAI HYPERFRÉQUENCES POUR GRANDE PUISSANCE*, par Milosevic et Vautey, *de la Compagnie Française Thomson-Houston, Paris (France).*

11.07 *DÉVELOPPEMENT DES DIODES DE COMMANDE POUR ONDES CENTIMÉTRIQUES*, par Hoskin, *Elliot Brothers, Londres (Angleterre).*

CHAPITRE XII

TECHNOLOGIE

12.01 *TECHNOLOGIES DE LA GAMME MILLIMÉTRIQUE*, par H. Piatti, *de la R. B. V. Radio Industrie, Paris (France).*

12.02 *SENSIBILITÉ AU CHOC DANS LES KLYSTRONS REFLEX*, par J. Boissière, *de la Compagnie Française Thomson-Houston, Paris (France).*

12.03 *LA CÉRAMIQUE DANS LES TUBES ÉLECTRONIQUES*, par G. Gallet, *de la Compagnie Française Thomson-Houston, Paris (France).*

12.04 *SCELLEMENTS A POINT DE FUSION ÉLEVÉ*, par R. BENICHOU, *de la R. B. V. Radio Industrie, Paris (France).*

12.05 *UN PROCÉDÉ D'ASSEMBLAGE PAR BRASSAGE ADAPTÉ AUX TUBES HYPERFRÉQUENCES*, par R. PALIES, *de la Compagnie Française Thomson-Houston, Paris (France).*

12.06 **AIMANTS POUR MAGNÉTRONS*, par PLANCHARD, *des Hauts Fourneaux et Forges d'Allevard, Allevard (France).*

12.07 *PERFECTIONNEMENTS A LA CONSTRUCTION DES TUBES D'ÉMISSION PAR LA SUBSTITUTION DE CÉRAMIQUE AU VERRE*, par V. V. SCHWAB, *Valvo, Hamburg (Allemagne).*

CHAPITRE XIII

DIVERS

13.01 *LE DÉVELOPPEMENT DES TUBES HYPERFRÉQUENCES PAR RAPPORT AVEC L'EMPLOI DANS LES AIDES-NAVIGATION ÉLECTRONIQUES*, par N. SCHIMMEL, *Nederlandsch Radar Proefstation, Noordwijk aan Zee (Pays-Bas).*

13.02 **LES TUBES HYPERFRÉQUENCES DANS UN CABLE HERTZIEN A LARGE BANDE AUTOUR DE 4000 Mc/s*, par W. KLEEN, *Siemens und Halske, Munich (Allemagne).*

13.03 *RECHERCHE ET DÉVELOPPEMENT DES TUBES HYPERFRÉQUENCES AU JAPON*, par Y. KOIKE et Y. NAKAMURA, *de la Commission d'Etude des Tubes Hyperfréquences, Institute of Electrical Communication Engineers of Japan, Tokio (Japon).*

13.04 *TRAVAUX DE NOTRE INSTITUT SUR LES TUBES A HYPERFRÉQUENCES*, par T. HIBI, *Töhoku University, Sendai (Japon).*

13.05 **DÉVELOPPEMENT D'UN COMMUTATEUR DE DÉCOUPLAGE DUPLEXEUR EN FERRITE ROTATIONNELLE A HAUTE PUISSANCE A 36 kHz POUR RADAR*, par N. ANDERSON, *Airtron Inc, Linden, N. J. (U. S. A.).*

13.06 **TECHNIQUES DE MISE AU POINT DE DÉCOUPLEURS A FERRITE A LARGE BANDE ET FORTE PUISSANCE, ENTRE 3 000 ET 36 000 Hz*, par N. ANDERSON, *Airton Inc, Linden, N. J. (U. S. A.).*

13.07 **« LES MICROSTRIPS » LIGNES DE TRANSMISSION POUR HYPERFRÉQUENCES PERMETTANT LE CABLAGE IMPRIMÉ*, par G. VAN DEN BROEK, *du Laboratoire Central de Télécommunications, Paris (France).*

13.08 *DURÉE DE VIE DES CATHODES A OXYDES*, par W. DAHLKE, *Telefunken, Ulm (Allemagne).*

COMPTE RENDU DES TRAVAUX
du CONGRES « TUBES HYPERFREQUENCES »

Nous rappelons aux lecteurs de l'Onde Electrique que le texte de l'ensemble des communications présentées au Congrès International « Tubes Hyperfréquences » sera publié sous forme de deux volumes à la fin du deuxième semestre 1957. Le prix de vente de ces volumes est fixé à 10.000 francs français (ou l'équivalent en d'autres monnaies).

Pour tout renseignement complémentaire et pour toute commande, s'adresser au Comité d'organisation du Congrès Tubes Hyperfréquences, 44, Rue de Rennes Paris VI[e] (Compte chèques postaux 12890-30).

PRINCIPAUX RÉSULTATS ACQUIS DANS LE DOMAINE DES TUBES ÉLECTRONIQUES POUR HYPERFRÉQUENCES [1]

PAR

R.R. WARNECKE

Président de la Section Hyperfréquences de la Société des Radioélectriciens
Vice-Président de la Société Française des Ingénieurs et Techniciens du Vide
Directeur du Département
de Recherches « Electronique et Atomistique » de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil

Mesdames,

Messieurs,

Appelé à l'honneur de présenter la première communication technique de ce Congrès, j'ai pensé qu'il serait utile de consacrer mon exposé à une sorte de revue générale des principales données acquises dans le domaine de nos travaux ; données concernant aussi bien les concepts fondamentaux que les dispositifs typiques et les résultats caractéristiques.

Par souci de brièveté, je limiterai cette revue aux dispositifs qui, à l'heure actuelle, présentent un intérêt pratique prépondérant [2].

Ces dispositifs, dans leur presque totalité, appartiennent aux types suivants :

— Magnétrons,
— Lampes à grille de contrôle,
— Tubes à modulation de vitesse,
— Tubes à propagation d'ondes.

Le « *magnétron* » que HULL créa en 1921 avec l'intention de contrôler le courant dans une diode coaxiale au moyen d'un champ magnétique axial réglable, peut fournir des oscillations de très hautes fréquences à partir de mécanismes internes très divers.

ZACEK, en 1924, constata que le tube original de HULL, à anode pleine, pouvait produire des oscillations analogues à celles que BARKHAUSEN avait observées en 1919, dans la triode de LEE de FOREST, lorsque la grille y est fortement positive par rapport à la cathode.

Un autre mode de fonctionnement, différent du premier et lié à l'existence d'une résistance négative, fut trouvé, également en 1924, par HABANN, avec un magnétron à anode fendue.

Ces magnétrons — dits respectivement à oscillations électroniques et à résistance négative — ne sont pas ceux que l'on utilise couramment maintenant. Je les signale cependant par ce que, avec le premier, étudié en particulier par OKABE, YAGI, CLEETON et WILLIAMS, l'allemand RICHTER parvint, dès 1938, à obtenir des fréquences d'oscillations atteignant près de 100 000 MHz tandis que, avec le second, — étudié en particulier par MEGAW et par KILGORE — on obtint avant 1940, des puissances de plus de 100 watts en régime permanent, avec plus de 25 % de rendement à 600 MHz.

Un autre mécanisme de production de microondes, par le magnétron à anode fendue, fut expliqué en 1935 par POSTHUMUS : c'est celui du magnétron dit « à onde progressive » dans lequel la vitesse moyenne des électrons est voisine de celle de l'une des ondes composantes des champs HF d'interaction.

Ce mécanisme est caractérisé par des conditions de fonctionnement avantageuses : bon rendement, champ magnétique de valeur modérée, bonne stabilité dans un large domaine de conditions d'alimentation et de charge. C'est celui sur lequel repose le fonctionnement des magnétrons à cavités multiples utilisés depuis plus de quinze ans pour la production de grandes énergies en régime d'impulsions.

L'un des magnétrons « à onde progressive » qui se révéla le plus efficace, avant que soit introduit le bloc à cavités multiples, fut l'un de ceux que développèrent, en France, Henri GUTTON et BERLINE,

[1] Communication présentée le 29 mai 1956, par M. R. WARNECKE à la séance d'ouverture du Congrès International « Tubes Hyperfréquences » (Paris, 29 mai - 2 juin 1956).

[2] Dans la présente publication, seules sont fournies les références aux travaux non cités dans la Bibliographie page 887.

pendant la période de 1936 à 1939 et dans lequel le circuit haute fréquence est constitué, en grande partie, par les segments anodiques eux-mêmes. C'est dans ce magnétron que fut introduite, sans doute pour la première fois, la cathode à oxydes de grand diamètre qui permit, ultérieurement, d'accroître l'ordre de grandeur des puissances.

L'incorporation des segments anodiques dans des cavités internes est également l'un des perfectionnements marquants des développements du magnétron à onde progressive. L'idée est décrite dans un brevet américain de SAMUEL, déposé en 1936 ; sa mise en œuvre en fut indiquée par les russes ALEXSEREFF et MALEAROFF en 1940, mais le mérite du progrès me paraît devoir être attribué aux physiciens anglais RANDAL et BOOT qui, à partir des études précises qu'ils firent du système dès 1939, obtinrent très vite des puissances de crête considérablement plus grandes que celles qui avaient été obtenues auparavant par d'autres moyens.

Le Professeur BOOT est ici présent.

Au début, le magnétron à cavités multiples fut développé sur des bases plus ou moins intuitives. Les physiciens BRILLOUIN, BUNEMAN, SLATER, HARTREE, furent de ceux qui, grâce à des analyses précises, en expliquèrent les phénomènes fondamentaux.

Le Professeur BRILLOUIN et le Dr BUNEMAN sont ici parmi nous.

Dans l'essentiel, ce qui semble se produire est ceci :

La tension anodique et le champ magnétique étant réglés de façon telle qu'en l'absence de champ HF aucun électron n'atteigne l'anode, la composante tangentielle du champ HF, du fait de l'action du champ magnétique, déplace l'électron vers l'anode lorsqu'elle est dans un sens tel qu'elle freine cet électron. La composante radiale accélère ou réduit la vitesse des électrons parallèlement à l'anode et les amène dans une position telle qu'ils soient freinés par la composante tangentielle. Quand les électrons glissent vers le bloc anodique, ils empruntent de l'énergie au champ continu et cèdent simultanément de l'énergie au champ HF qui les freine. Il y a ainsi transformation de puissance continue en puissance HF. Une partie de cette puissance HF est perdue car certains électrons sont accélérés par le champ et retournent à la cathode avec un surplus d'énergie mais cette perte est relativement faible, d'autant plus faible que les électrons atteignent une vitesse synchrone plus près de la cathode où le champ alternatif est peu intense. La force tangentielle produit une mise en paquet des électrons, de sorte que la densité électronique est très faible dans les régions où il y a accélération ; c'est là l'une des raisons du bon rendement électronique du système.

En fait, les premiers magnétrons à cavités multiples n'avaient pas un rendement aussi élevé que le laisse prévoir le mécanisme en question et, d'autre part, ils avaient tendance à osciller sur plusieurs fréquences voisines les unes des autres. En 1941 le physicien anglais SAYERS reconnut que ce dernier inconvénient était dû aux divers modes possibles d'oscillation du circuit et indiqua, pour les éliminer, le « strapping » qui consiste à connecter par des fils les segments anodiques devant être, au même instant, au même potentiel ; le strapping, utilisé à peu près simultanément par la « Raytheon Manufacturing Company », élimina les instabilités et accrut le rendement.

Tous les magnétrons à cavités multiples usuels ont un caractère commun : leur fonctionnement a lieu au voisinage de la fréquence de résonance de leurs circuits. Ceux-ci présentent une surtension élevée et la fréquence des oscillations produites varie peu — toutes choses égales par ailleurs — avec la tension anodique.

Il ne m'est pas permis de rapporter ici les possibilités des modèles modernes de magnétrons à cavités multiples fonctionnant en régime d'impulsions : Je rappellerai donc seulement qu'il y a dix ans, les spécialistes anglais signalèrent l'existence d'un tube donnant, en impulsions de l'ordre de la microseconde, une puissance de crête d'environ 3,5 mégawatts et une puissance moyenne de 5 kW à 3 000 MHz [1].

L'un de ces chercheurs, le physicien WILLSHAW, est ici parmi nous.

Les rendements des tubes en question sont, en général, élevés : des valeurs de 65 % et plus ont été mesurées dans la bande S.

Le magnétron à cavités multiples est un générateur efficace d'ondes millimétriques : Certains modèles expérimentaux développés il y a déjà quelques années à la Columbia University, ont fourni, en régime d'impulsions brèves, une puissance de crête d'environ 30 kW avec un rendement de 15 % à 6 mm de longueur d'onde et d'environ 2 kW avec un rendement de l'ordre de 3 % à 3 mm de longueur d'onde.

Pour certaines applications, le magnétron à cavités multiples est un excellent oscillateur de régime permanent. En 1953, NELSON de R.C.A., a signalé avoir obtenu jusqu'à 20 kW de puissance utile et un rendement de 65 % avec un tube à fréquence accordable entre 785 et 845 MHz grâce à une cavité extérieure dont on fait varier la capacitance au moyen d'un diaphragme [2].

Les magnétrons à cavités multiples ne sont pas les seuls magnétrons à onde progressive actuelle-

(1) W.E. WILLSHAW, L. RUSHFORTH, A.G. STAINSBY, R. LATHAM. A.W. WALLS and A.H. KING, The high-power pulsed magnetron. Development and design for Radar applications. The Journal of the Institution of Electrical Engineers Part. III A, 1946.

(2) D.E. NELSON, High-Power CW magnetron ; National Electronics Conference. — Chicago, septembre 1953.

ment dignes d'intérêt. Au cours de ces dernières années, les chercheurs de la G.E. et ceux de l'University de Michigan ont développé un magnétron à anode fendue dans lequel le processus d'échange d'énergie est fondamentalement le même, mais dont les paramètres déterminants du fonctionnement sont choisis de façon à ce que l'impédance complexe de la charge d'espace devienne le facteur déterminant de la valeur de la fréquence. Dans de telles conditions, qui impliquent qu'une impédance relativement faible soit ramenée par les circuits aux bornes de la décharge, la modification de la caractéristique de la charge d'espace par la tension continue conduit à un accord électronique relativement grand par une sorte d'extension du pushing des magnétrons usuels (1). En 1954, WILBUR et PETER ont indiqué avoir obtenu, avec l'un de ces « voltage tunable magnetron », une bande d'accord électronique s'étendant linéairement entre 350 et 750 MHz avec une puissance variant de 10 à 160 watts. Avec un autre tube, ils ont obtenu une bande d'accord électronique, également linéaire, s'étendant entre 2 800 et 4 200 MHz, la puissance utile variant entre 1 et 2 watts et le rendement entre 10 et 20 %, (2).

Pour en terminer avec le magnétron, je dirai quelques mots d'un système différent dont certaines variantes peuvent avoir un gros intérêt dans l'avenir : il s'agit du magnétron développé par HUBER sous le nom de « magnétron à effet diocotron ». Le mécanisme de fonctionnement de ce magnétron repose essentiellement sur l'effet d'amplification par ondes de charge d'espace qui, au sein d'un même flux électronique, peut résulter de l'interaction directe entre des filets d'électrons de vitesses différentes. Ce phénomène qui a été étudié en particulier par HAEFF, par NERGAARD, par PIERCE et ses collaborateurs, se produit également dans des champs électrique et magnétique croisés comme nous l'avons montré avec DOEHLER et KLEEN en 1919 et lorsque le faisceau électronique est dense et se ferme sur lui-même, comme c'est le cas avec la structure des magnétrons usuels, il peut provoquer l'amorçage d'oscillations d'un type particulier caractérisé par le fait que leur fréquence est liée à la tension anodique appliquée.

Les premiers modèles de ces magnétrons réalisés en France en 1951 et dont l'intérêt était d'avoir une structure particulièrement simple, ont permis d'obtenir plus de 50 mW dans une bande de fréquence dépassant un octave autour de 800 MHz. De tels tubes peuvent être considérés comme correspondant à un cas limite du « voltage tunable magnetron », celui où l'influence du circuit a été complètement éliminée.

(1) J.A. BOYD, The mitron, an interdigital voltage tunable magnetron, *Proc. I.R.E.*, mars 1955.

(2) D.A. WILBUR and P.H. PETER Jr, New magnetron principles : Symposium on modern advances in microwave techniques, New York, nov. 1954.

Je passe maintenant aux *lampes à grille de contrôle* :

En ondes longues et moyennes, la triode de LEE de FOREST est un oscillateur ou un amplificateur dont l'efficacité résulte de ce que la commande de courant s'effectue sans dépense appréciable d'énergie lorsque la grille, négative, ne capte pas d'électrons. Il était donc indiqué que l'on cherchât à étendre son fonctionnement dans le domaine des fréquences élevées : très vite, on se rendit compte que les possibilités étaient limitées par des phénomènes liés, d'une part à l'inertie électronique, d'autre part aux propriétés des organes susceptibles de jouer le rôle de circuits oscillants.

Les progrès qui ont conduit aux résultats actuels ne furent pas accomplis d'emblée et le fait est que, pour une large part, ils résultèrent même d'études ayant d'autres objets. C'est ainsi que l'un des éléments les plus utiles fut l'étude par l'anglais BENHAM, en 1928, et par l'allemand MULLER, en 1953, de la façon dont se modifie la caractéristique d'une diode aux fréquences élevées. Ce phénomène est le suivant : si la fréquence de la tension de commande d'un tube à vide est suffisamment élevée pour que la durée de séjour d'un électron dans l'espace interélectrode soit une fraction appréciable de la période, les électrons se groupent en paquets au cours de la traversée de cet espace à cause de leur différence de vitesses ; consécutivement le courant de convection présente, à un instant donné, des variations spatiales entre les électrodes. Ces différences locales entraînent l'existence d'un courant de déplacement, distinct du courant lié à la capacité des électrodes. C'est ce courant qui, se « prolongeant » dans les électrodes par un courant de conduction, modifie les caractéristiques du tube aux fréquences élevées.

L'étude des espaces diodes fut aussi à la base de l'introduction d'un concept utile pour l'analyse du fonctionnement de tous les tubes pour hyperfréquences : celui du passage d'un courant dans le circuit extérieur aux électrodes comme dû aux effets d'induction des électrons en mouvement. Ce concept, lié au phénomène précédent et marqué par les études de NORTH en 1936, et, ultérieurement, de B.J. THOMPSON, de SHOCKLEY, de RAMO et de JEN, s'explique ainsi : aux fréquences relativement basses, les potentiels des électrodes ne varient pas sensiblement pendant qu'un électron traverse la lampe, le courant qui circule dans les connexions extérieures, calculable directement à partir des caractéristiques statiques, est identique au courant correspondant à l'arrivée des électrons sur les électrodes. Lorsque le temps de transit devient important ce courant doit être regardé comme résultant de la modification des charges induites à la surface des électrodes : en réalité, le courant dans le circuit extérieur naît quand la charge quitte l'une des électrodes, existe tant qu'elle se meut dans l'espace interélectrode et cesse quand elle atteint l'autre électrode.

De l'ensemble de ces faits, il résulte que dans la triode à grille négative fonctionnant aux fréquences élevées, les temps de transit interélectrodes réduisent la pente et lui donnent une composante imaginaire, mais aussi que leur plus néfaste conséquence est qu'ils introduisent une composante conductive dans l'admittance d'entrée, composante qui charge le circuit de commande. Pour des fréquences suffisamment élevées, la puissance HF consommée ainsi à l'entrée d'une lampe amplificatrice devient aussi grande que la puissance HF de sortie et la fonction amplificatrice n'existe plus.

Le physicien CLAVIER qui fit, en 1939, l'une des plus claires analyses de ces phénomènes est ici parmi nous.

Pour que la triode garde à peu près, aux fréquences élevées, le même mécanisme électronique qu'aux basses fréquences, on a été amené à réduire systématiquement les distances interélectrodes à des valeurs très faibles. Cette réduction est d'ailleurs accentuée par le fait qu'entraînant, à tensions égales, une augmentation de la densité de courant de la cathode elle exige, lorsque la densité maxima a été atteinte, une diminution des tensions et donc une réduction encore plus importante des distances interélectrodes. En allant ainsi jusqu'aux plus petits espacements qu'il est possible pratiquement de réaliser, on a atteint une limite de fréquence qui, à l'heure actuelle, semble se situer — pour des tubes de petites puissances — aux environs de 10 000 Mégahertz. Comme exemple typique de tubes de de genre, on peut citer la triode 1553 des Bell Telephone Laboratories développée il y a déjà quelques années, dont les distances cathode-grille et grille-anode sont respectivement de 0,015 mm et 0,3 mm et qui donne une puissance utile de 0,5 W aux environs de 4 000 MHz avec un gain de l'ordre de 8 dB à peu près constant dans une bande supérieure à 20 MHz.

En réalité, de telles possibilités ne résultent pas seulement des petits espacements interélectrodes ; elles résultent aussi de formes particulières d'électrodes, formes qui permettent l'incorporation de la cathode, de la grille et de l'anode sans interposition de connexions intermédiaires, dans les parois de cavités électromagnétiques ou de systèmes à constantes réparties ayant des propriétés sensiblement équivalentes. Ces circuits sont avantageux parce qu'ils comportent leur propre blindage, ce qui élimine les pertes par rayonnement et parce que, leurs dimensions étant de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde - donc considérablement plus grandes que celles des circuits classiques - les conducteurs offrent aux courants une grande périphérie, ce qui réduit les pertes par effet Joule malgré l'existence d'une pénétration d'autant plus petite que la fréquence est plus élevée. Cette conception n'est pas nouvelle ; elle se trouve indiscutablement fournie dans un certain nombre de brevets allemands déposés dans la période 1933-1936. Dans ces textes est non seulement prévu l'entretien des oscillations au moyen d'une décharge électronique traversant les champs électromagnétiques internes, mais aussi l'emploi de profils rentrants des cavités pour réduire la valeur de l'angle de transit des électrons.

En ce qui concerne les tubes à grille de commande, le progrès fut pratiquement réalisé pendant la dernière guerre mondiale. L'une des premières réalisations fut celle décrite, en 1940, par les russes DEVIATKOV, GUREVICH et KHOKHLOW.

A la fin des hostilités, les techniciens anglais de la G.E.C. disposaient de modèles de lampes à disques scellés remarquables ; par exemple le C.V. 273 donnant en régime permanent 1 W de puissance utile à 2 000 MHz avec un rendement de 12 %, le C V 257 donnant en régime permanent 60 Watts à 1 000 MHz, avec 43 % de rendement. Aux Etats-Unis, les mêmes considérations conduisirent à la même époque à la lampe « phare » bien connue, puis, plus récemment à la lampe « crayon ».

L'un des résultats récents les plus remarquables est celui rapporté, en 1955, par les américains BEGGS et LAVOO ; avec une triode à disques scellés sur céramique, ils ont obtenu, à 8 600 MHz, en régime permanent, 100 mW de puissance utile avec 1 à 2 % de rendement et en régime d'impulsions 15 Watts de crête avec 3 % de rendement. Des variantes de ce tube, qui donne environ 40 mW à 10 000 MHz peuvent être utilisés à la réception avec, à 1 200 MHz, un facteur de bruit de l'ordre de 7 décibels (1).

Pour le fonctionnement en régime d'impulsions avec de hautes énergies de crête, l'émission de la cathode et la dissipation des électrodes sont les premiers facteurs limitatifs : un modèle typique correspondant est le tube commercial R.C.A. 2122 qui, bien que déjà ancien, est capable de donner une puissance de crête de 200 kW à 600 MHz avec un rendement de 25 %.

Dans le cas des lampes de grande puissance, le facteur décisif qu'est le rendement implique l'existence de différences de potentiel alternatives de grande amplitude entre les électrodes : l'effet des temps de transit est alors particulièrement nuisible, notamment à travers la réflexion de certains électrons avec une vitesse notable vers la cathode. Ce phénomène et d'autres, dont l'étalement des paquets d'électrons dans leur mouvement vers la plaque, conduisent à une réduction importante de la composante alternative du courant induit dans le circuit plaque, donc à une réduction du rendement électronique. Pour compenser cet effet, il faut accroître, avec la fréquence, l'émission de la cathode. Cela a nécessité des progrès technologiques et en demande encore.

(1) J.E. BEGGS and N.T. LAVOO : « A triode useful to 10 000 Mc/s », *Proc. I.R.E.*, janvier 1955.

L'influence du temps de transit dans l'intervalle grille-plaque peut être considérablement réduite en accélérant les électrons par le champ continu avant de les freiner par le champ H.F. La structure de la tétrode est donc avantageuse pour l'obtention des puissances élevées. Réalisée sous forme d'une lampe à faisceaux dirigés, la tétrode a permis, pendant la dernière guerre, sous le nom de « Resnatron » d'obtenir des puissances utiles atteignant 50 kW, en régime permanent, à plus de 600 mégahertz avec un rendement anodique de l'ordre de 60 %. A l'heure actuelle, des modèles commerciaux de tétrode dérivés du resnatron, comme la lampe R.C.A. 6448, permettent d'obtenir des puissances utiles de l'ordre de 10 kW, en régime permanent, à 900 MHz avec des gains et des rendements dont les valeurs ne sont pas très différentes de celles qui sont possibles en « ondes longues ». Très récemment, dans le même domaine des fréquences, des puissances de l'ordre de 25 kW ont été atteintes avec des tubes expérimentaux dont des variantes semblent devoir fournir, en impulsions, des puissances de crête de l'ordre du mégawatt (1).

J'en arrive maintenant aux *tubes à modulation de vitesse* :

L'utilisation de la structure tétrode ne résoud pas le problème posé par l'inertie électronique dans l'espace de commande d'une lampe à grille de contrôle fonctionnant aux fréquences élevées. La solution demande que les électrons acquièrent une vitesse importante avant d'arriver dans la région où règne le champ créé par le signal alternatif. Ce progrès a été réalisé quand sont nés les tubes à modulation de vitesse - tubes dont on peut regarder le principe essentiel comme lié aux suggestions qui furent faites - respectivement en 1930 et en 1933 - par Moller et par Clavier - sur la façon dont peut naître un groupement d'électrons dans un faisceau soumis à un champ rapidement variable.

Le Professeur Moller est ici présent.

Dans un tube à modulation de vitesse, on utilise systématiquement le signal de commande, non pour produire directement la variation du nombre des électrons déterminant la composante alternative du courant électronique, mais essentiellement pour faire varier leur vitesse. Une variation périodique de vitesse, une fois produite en un point d'un faisceau électronique, engendre, en effet, d'elle-même une modulation de densité qui peut se développer et s'accentuer de différentes façons. Dans les tubes à modulation de vitesse actuels, le groupement électronique est produit, soit pendant que le faisceau glisse dans un ou plusieurs espaces exempts de toute force H F, soit pendant qu'il séjourne dans un espace retardateur où il est réfléchi.

Le premier de ces deux systèmes, le tube à groupement par glissement est celui dont le fonctionnement est le plus simple à analyser : les électrons, auxquels on communique une vitesse relativement importante dans un espace d'accélération exempt de tout champ H F, arrivent d'abord dans le premier espace d'interaction H F où ils subissent une action périodique qui, à la fréquence de fonctionnement, les ralentit ou les accélère : dans un espace exempt de champ H F qui suit, les électrons plus rapides rattrapent les plus lents. Au niveau d'un second espace d'interaction, les paquets d'électrons ainsi formés sont susceptibles de céder, par induction, une énergie H F beaucoup plus grande que celle qu'il a fallu fournir dans le circuit d'entrée.

La première description d'un agencement permettant une telle séparation des effets semble avoir été fournie par les allemands Heil dans une communication théorique datant de 1935, mais c'est seulement en 1939 que fut décrit un dispositif dans lequel étaient systématiquement prévus, à la fois, des moyens permettant de reculer la limite des temps de transit et les limites des circuits des lampes à grille de commande.

Ce dispositif est le klystron à groupement par glissement des frères Varian, dans lequel sont combinés l'emploi du contrôle du courant par variation périodique de vitesse et celui de résonateurs creux traversés par le faisceau électronique. Des systèmes voisins, ceux qui justement furent appelés « tubes à modulation de vitesse », furent décrits par les chercheurs de la G.E., Hahn et Metcalf, dans des mémoires à peu près contemporains des précédents.

Dans les laboratoires de la Stanford University, où fut inventé le klystron, on donna aux résonateurs qui en sont les éléments typiques le nom de « rhumbatrons ». Comme je l'ai déjà dit, ces résonateurs et leur mode d'association au faisceau n'étaient pas nouveaux en eux-mêmes, mais c'est sans doute à la Stanford University qu'on les étudia en premier d'un point de vue rationnel. Le Professeur Hansen qui fut à l'origine de ces études, rejeta les conceptions anciennes qui avaient conduit aux résonateurs creux et prit d'emblée comme base l'idée que, dans le domaine des U H F, les appareils avaient des dimensions de l'ordre de grandeur de longueurs d'ondes et que les électrons avaient des temps de transit comparables avec la période d'oscillation. Hansen postula donc la cavité contenant des champs électromagnétiques avec des électrons se déplaçant dans ces champs et échangeant de l'énergie avec eux. Selon Hansen une cavité électromagnétique est un résonateur tout à fait voisin des enceintes fermées postulées dans la théorie du rayonnement thermique ; à partir de cette conception, des théories précises ont été établies dont l'une des plus complètes est celle que fournit Bernier en 1944 (1).

(1) W.P. Bennett. « New beam power tubes for U.H.F. service », *I.R.E.*, Transactions on electron devices ; janvier 1956.

(1) J. Bernier, Sur la théorie des cavités électromagnétiques, Thèse de Doctorat es sciences mathématiques, Paris 1944.

La plupart des tubes à modulation de vitesse existant actuellement sont des klystrons et pour beaucoup de techniciens les deux mots sont synonymes.

A côté du klystron à groupement par glissement existe et est intensément utilisé : le klystron reflex. Dans un klystron reflex, les deux espaces d'interaction du tube à groupement par glissement sont confondus en un seul, dans une même cavité. Les électrons qui vont plus ou moins loin dans le champ retardateur sont rejetés, groupés en paquets, dans cet espace. Le bilan de l'échange d'énergie entre la source continue et l'organe oscillant ne peut alors être aussi avantageux que dans le système à deux cavités séparées, puisque la même tension H F ne peut pas être simultanément la plus favorable pour l'opération de rassemblement d'électrons et pour le prélèvement d'énergie. Néanmoins, le klystron reflex constitue un oscillateur avantageux dans le cas où de petites puissances sont suffisantes (oscillateur local par exemple), parce qu'il ne comporte qu'un seul organe résonnant et parce que son électrode - négative - servant à réfléchir les électrons, permet de moduler économiquement la fréquence des oscillations produites.

En fait, la structure du klystron reflex est aussi loin d'être nouvelle : elle fut même décrite bien avant que soient connus les principes du tube à modulation de vitesse ; on la trouve, en effet, indiquée dans un brevet allemand de 1935 de la firme Pintsch concernant un perfectionnement de la lampe à grille positive, perfectionnement prévoyant la séparation entre l'espace de freinage et l'espace d'interaction haute fréquence, celui-ci étant situé dans une cavité à profil rentrant comme celle du klystron reflex.

Marqué, tout particulièrement, par les études effectuées au début de la dernière guerre dans les laboratoires de l'Amirauté britannique, sous la conduite de SUTTON, le développement des klystrons reflex a conduit à de très nombreuses réalisations de tubes de petite puissance, dont je citerai seulement l'une des plus récentes : le tube V.A. 203 des Varian Associates. Ce tube à cavité indéformable est accordable mécaniquement avec un plongeur situé dans un tronçon de guide servant de sortie H.F. La fréquence est ainsi règlable entre 8 500 et 9 600 MHz, bande dans laquelle sous une tension de 300 V, la puissance utile est de 30 à 40 mW ; la bande d'accord électronique est de 40 MHz.

Etant donné que les pertes ohmiques y sont les plus faibles, le klystron reflex a un courant d'accrochage inférieur, toutes choses égales par ailleurs, à celui des klystrons auto-oscillateurs multicavités : c'est donc lui qui permet d'obtenir la fréquence maxima compatible avec le principe du tube à modulation de vitesse. Grâce à des canons, à des cathodes convenables et aussi à des précautions particulières dans la construction, on a pu réaliser des klystrons reflex du type classique produisant des ondes de quelques millimètres de longueur. Il existe même, depuis longtemps, des modèles commerciaux dans ce domaine, par exemple : le Q K 293 de la Raytheon Manufacturing Company qui est capable de fournir plus de 5 mW aux environs de 45 000 MHz. Un développement remarquable dans ce domaine est celui de REED des Bell Telephone Laboratories qui, il y a deux ans, décrivit un modèle reproductible de klystron reflex donnant une puissance de 10 à 20 mW sous 600 V, pour une longueur d'onde de 5 à 6 millimètres.

Pour aller au delà de la fréquence pour laquelle le type usuel de klystron reflex devient difficile à réaliser du fait de la petitesse de ses éléments constitutifs, on a songé à utiliser l'interaction du faisceau avec un champ de vibrations harmoniques. Comme l'ont indiqué LEBOUTET et BERNIER, un klystron reflex muni d'une cavité de forme particulière - de dimensions relativement grandes - permet de produire ainsi des oscillations de fréquences très élevées. Sur la base des données actuellement acquises, ce principe semble applicable à la production sous des tensions relativement basses - quelques milliers de volts - de puissances notables (de l'ordre du mW) sur des longueurs d'ondes inférieures au millimètre (1).

Récemment, un nouveau tube apparenté au klystron reflex et qui convient particulièrement bien pour la production d'ondes millimétriques a été développé à l'Ohio State University. Dans ce dispositif, le faisceau, après avoir été accéléré, est modulé, dans sa vitesse, par le champ H F développé dans une cavité incorporée entre l'anode accélératrice et le réflecteur lui-même. En 1954, CARTER a réalisé un modèle de cet oscillateur reflex à cavités donnant sous 800 V, une puissance atteignant 70 mW, dans une bande d'accord mécanique s'étendant entre 5 et 10 mm de longueur d'onde (2).

Pour obtenir, avec un tube à modulation de vitesse reflex, un rendement meilleur que celui résultant d'une traversée unique du champ H F par les électrons groupés, COETERIER a imaginé un tube dit « à transits multiples » avec lequel, il a obtenu, il y a déjà quelques années, des rendements de l'ordre de 40 % dans la bande *S* alors que ceux des klystrons reflex usuels correspondants atteignent rarement 10 %. (3).

Le Dr COETERIER est ici présent.

Pendant longtemps et du fait que les besoins de grande puissance étaient couverts au moyen des

(1) H. LEBOUTET, Etude des oscillations des klystrons reflex sur des harmoniques élevés de leur fréquence fondamentale, application à la production d'énergie sur des longueurs d'ondes très courtes. Thèse de doctorat ès sciences physiques, Paris, juin 1955.

(2) G.E. MUELLER, « Millimeter tubes », Symposium on modern advances in micro-wave frequencies, New York, nov. 1954.

(3) F. COETERIER, « Le tube à réflexions multiples : un nouveau tube oscillateur pour ondes très courtes ». Revue technique Philips. Septembre 1946.

magnétrons, on ne fit pas grande application des klystrons amplificateurs. La tendance est tout autre maintenant, surtout depuis que l'on a reconnu la possibilité d'obtenir de grands gains simultanément avec de larges bandes passantes.

Le gain d'un klystron à deux cavités est limité, en premier lieu, par les effets de la charge d'espace. Ce fait, déjà montré par l'analyse de WEBSTER en 1939, est particulièrement facile à comprendre en utilisant la notion d'ondes de charge d'espace introduite par HAHN et RAMO à la même époque. Cette analyse montre, en simplifiant, que l'évolution du faisceau entre les deux cavités d'un klystron peut être représentée par la superposition de deux ondes d'amplitude constante et de vitesses différentes dont le battement donne alternativement des minima et des maxima de vitesse coïncidant avec des maxima et des minima de modulation d'intensité. La première cavité coïncidant avec le maximum de modulation de vitesse, la seconde cavité doit être placée au maximum de modulation d'intensité : ainsi, se trouvent définis un gain maximum ainsi, d'ailleurs, qu'une longueur optimum d'espace de glissement. L'ordre de grandeur des valeurs atteintes en pratique avec un tube à deux cavités est représenté par les chiffres suivants correspondant à une fréquence de 3 000 MHz : gain en puissance d'environ 15 dB pour une puissance de sortie de l'ordre du watt. Ces chiffres correspondent aux résultats donnés par le klystron de la Sperry Gyroscope Company, type 410 R, que je cite de préférence à d'autres parce qu'il fut sans doute le premier modèle commercial de klystron dont la structure permette de tirer le maximum des principes de la modulation de vitesse, notamment par le fait que les cavités bien qu'elles soient accordables, ne contiennent aucun diélectrique dans leur champ H.F.

On peut obtenir des valeurs plus élevées du gain avec un klystron à groupement par glissement, en utilisant un rassembleur complexe constitué par un ensemble de cavités convenablement disposées le long du faisceau. Le plus connu des systèmes correspondants est l'amplificateur klystron « cascade » à trois cavités. Dans un tel tube, si le premier résonateur est commandé avec une faible puissance, le faisceau transporte un courant alternatif de faible amplitude lorsqu'il arrive dans le second résonateur, mais, par suite de la grande impédance de celui-ci, il peut produire à ses bornes une tension relativement grande. Si les paramètres sont correctement choisis, cette tension produit elle-même un taux de modulation beaucoup plus grand que celui dû à la première cavité. L'effet de la première cavité, vu de l'espace d'interaction de la cavité de sortie peut alors être négligé. Ainsi, on réalise un amplificateur à gain relativement grand. Ce gain peut être encore accru par l'introduction d'une ou deux autres cavités intermédiaires jusqu'à ce qu'il soit limité par l'auto-oscillation résultant des effets de réaction provoqués par des électrons renvoyés vers la cathode, par exemple les électrons secondaires émis par le collecteur.

Le même agencement multicavités permet d'accroître le rendement ; cela résulte de ce que plusieurs modulations de vitesse successives peuvent développer dans le faisceau un groupement électronique plus accentué que celui permis par une seule.

Pendant un temps, il a semblé que les klystrons ne pouvaient constituer que des amplificateurs à bande étroite ; ceci étant la conséquence de l'obligation d'utiliser des circuits à haute impédance et donc à haute surtension pour obtenir des gains et des rendements élevés. Pour surmonter cette difficulté on a d'abord tenté de remplacer les faisceaux électroniques de forme allongée par des faisceaux plus larges, donc à plus faible impédance, traversant des cavités de forme appropriée mais, depuis quelques années, on a reconnu qu'il était plus facile et nettement plus avantageux de se servir du désaccord relatif d'une suite de résonateurs de forme habituelle. Des bandes relativement larges sont en effet ainsi possibles sans trop de sacrifices vis-à-vis du gain et du rendement optima. Cela fut, en particulier, montré, en 1950, par GUENARD et ses collaborateurs à propos de l'un des premiers klystrons à 3 cavités étudiés pour l'équipement des émetteurs de télévision U H F.

Pour obtenir de très grandes puissances, on a envisagé d'utiliser des cavités à répétition de champ permettant de faire en sorte que, dans une même structure, on obtienne le même résultat qu'en mettant des tubes en parallèle. Certaines difficultés, liées aux divers modes d'oscillation possibles des cavités, ont conduit actuellement à préférer, pour atteindre le résultat, l'emploi de très grandes tensions d'accélération.

Pour donner des idées des résultats obtenus, je mentionnerai, comme tube fonctionnant en régime permanent et à bande étroite - 5 à 6 MHz - le klystron expérimental à 3 cavités C.S.F. X A 17 000 réalisé en 1948, par GUENARD et ses collaborateurs, qui, sous 15 000 Volts de tension anodique, donna 10 kW de puissance utile aux environs de 2 000 MHz avec un rendement de 42 % et 35 dB de gain : chiffres remarquables pour l'époque.

Comme tube fonctionnant en régime pulsé, je mentionnerai le klystron à 3 cavités étudié par le Professeur CHODOROW et ses collègues de la Stanford University qui, avec une tension de crête de 370 kV environ a permis d'obtenir 30 mégawatts de puissance de crête à 3 000 MHz avec des impulsions de 1 μ/s, un gain de 35 dB et un rendement de 43 % (1).

Le Professeur CHODOROW est ici présent.

(1) M. CHODOROW, E.L. GINZTON, I.R. NEILSEN and S. SONKIN, « Design and performance of a high power pulsed klystron », *Proc. I.R.E.*, nov. 1953.

En rapport avec ce que j'ai dit il y a quelques instants des propriétés des tubes multicavités, il est possible, grâce à des compromis convenables, de réaliser des klystrons amplificateurs ayant simultanément un grand gain, un rendement élevé et une bande passante relativement large. A 3 000 MHz, par exemple, une puissance utile de crête de plusieurs mégawatts peut être obtenue avec un rendement de l'ordre de 30 %, un gain de l'ordre de 50 dB, avec une bande passante à 3 dB, de l'ordre de 100 MHz.

J'en arrive maintenant à une classe de tubes particulièrement importante, celle des *tubes à propagation d'onde*.

Le phénomène caractéristique de ces tubes est une interaction prolongée entre le faisceau et le champ d'une onde progressive d'une vitesse de phase voisine de celle des électrons. L'idée d'utiliser ce phénomène est venue du désir de remédier aux limitations de bande passante des tubes à modulation de vitesse et des lampes à grille de commande. Pour ce faire, on a cherché à associer efficacement un faisceau à haute impédance à un circuit à large bande et donc à faible impédance. Un champ H F associé à un circuit de faible impédance ne présentant qu'une faible interaction avec le faisceau, il était nécessaire de compenser la faiblesse de cette interaction en la répétant de nombreuses fois. On fut ainsi conduit à un circuit qui présente au faisceau un grand nombre de champs successifs, circuit qui est donc caractérisé par une structure périodique. Lorsqu'on analyse la distribution des champs produits au voisinage d'un circuit à structure périodique, on constate qu'elle peut se mettre sous la forme d'une somme d'ondes progressives. Si l'on considère séparément l'action de ces diverses ondes, ce qu'il est permis de faire dans le cadre d'une théorie linéaire, on constate que, seule, l'onde progressive de vitesse égale ou voisine de celle du faisceau a une action notable sur ce dernier. L'organe caractéristique du tube à propagation d'onde est donc le circuit qui retarde l'onde. L'idée de base est vieille de plus de 20 ans, on en trouve en effet l'indication dans des brevets de HAEFF datant de 1933, dans des brevets de CLAVIER et de ROSTAS de 1937 et dans bien d'autres, mais c'est au physicien KOMPFNER que revient le mérite d'en avoir prévu et fait l'application pratique pendant la dernière guerre. Sur la base des données qui nous sont connues maintenant, KOMPFNER est l'inventeur de l'amplificateur dit à propagation d'ondes.

Le Dr KOMPFNER est ici présent.

En 1947, PIERCE et ses collaborateurs des Bell Telephone Laboratories, en décrivant un tube analogue à celui de KOMPFNER, mirent en évidence les avantages du principe fondamental pour l'obtention en ondes centimétriques de gains élevés et de bandes passantes considérables. Les premières théories de base - théorie du fonctionnement en petits signaux furent données indépendamment par PIERCE et par BERNIER au début de 1947.

De nombreux circuits à retard pour tubes à propagation d'ondes ont été imaginés, hélice, lignes en zigzag, lignes interdigitales, lignes à vannes, guides à iris, etc... Pour tous, l'analyse fait apparaître la distribution du champ le long de leur structure comme résultant de la superposition d'ondes de vitesse de phase différentes et liées les unes aux autres. Ces ondes, appelées « harmoniques d'espace », sans existence individuelle, ont une même vitesse de groupe qui coïncide avec la vitesse de propagation de l'énergie.

Les vitesses de phase peuvent être positives ou négatives, c'est-à-dire de même sens ou de sens inverse de la vitesse de groupe : les ondes correspondantes sont dites directes ou inverses. Les circuits à retard sont caractérisés par leur dispersion, variation avec la fréquence du déphasage entre deux cellules consécutives et par l'impédance de couplage qui relie l'intensité du champ longitudinal à la constante de propagation et à la puissance transportée dans la ligne. La réalisation de tubes à large bande (amplificateur à large bande passante ou oscillateur à grande bande d'accord électronique) nécessite l'emploi de circuits à faible dispersion.

Le résultat de l'interaction entre le champ d'un circuit à retard et le faisceau électronique est différent suivant que ce dernier est en synchronisme avec une onde directe ou une onde inverse. Dans le premier cas, la condition de synchronisme correspond à un flux d'énergie dans le même sens que le faisceau. Si l'extrémité de la ligne voisine de la source d'électrons est alimentée par une source convenable, il apparaît dans le faisceau une modulation d'intensité croissante qui, à son tour induit dans la ligne un flux d'énergie qui s'ajoute à celui fourni par la source. Ce processus répété tout le long du tube en fait un amplificateur.

Lorsque le synchronisme a lieu sur une onde inverse, une modulation en intensité du faisceau donne naissance à un flux d'énergie dans la ligne dirigée vers son extrémité voisine de la source d'électrons ; ce flux module donc le faisceau à son entrée dans l'espace d'interaction.

Le synchronisme sur une onde inverse amène ainsi l'existence d'une réaction interne. Lorsque la modulation d'intensité en question donne naissance elle-même à un flux d'énergie au moins égal à celui qui l'a produit, c'est-à-dire lorsque le courant du faisceau est suffisamment élevé, cette réaction interne engendre des oscillations dont la fréquence est déterminée, au moins approximativement, par la condition de synchronisme. En résumé, le synchronisme sur une onde inverse conduit donc à un oscillateur dont on peut faire varier la fréquence de fonctionnement en modifiant seulement la tension d'accélération continue des électrons.

Des bandes d'accord électronique considérables peuvent être ainsi obtenues : par exemple, SULLIVAN des Bell Telephone Laboratories, a signalé en 1955, avoir réalisé des tubes basés sur le principe couvrant la bande 2 700 - 13 000 MHz, ce qui correspond à un rapport de fréquences extrêmes de 5 à 1. Avec des dispositifs convenablement agencés et réalisés, de telles bandes sont complètement continues, sans coupure, sans hystérésis et la fréquence est unique en chaque point. Un fait important est que la bande d'accord électronique peut être parcourue à très grande vitesse et donc utilisée comme chemin d'une modulation de fréquence. Avec certains tubes, fonctionnant dans la bande *S*, on a utilisé des fréquences de modulation de plusieurs mégahertz sans qu'aucune différence soit trouvée par rapport au cas statique.

Parce que dans un oscillateur à onde inverse, le flux d'énergie transporté par le circuit croît vers la source d'électrons, alors que la modulation d'intensité du faisceau croît en sens inverse, en France, nous avons appelé de tels tubes « Carcinotron », à partir du mot grec pour écrevisse, ceci parce que l'écrevisse est réputée marcher à reculons. Au point de vue structural, les Carcinotrons sont caractérisés par le fait que l'énergie qu'ils produisent est utilisée à l'extrémité du circuit voisin du canon et que l'extrémité opposée est terminée par un absorbeur qui ferme la ligne sur son impédance caractéristique. Cet absorbeur évite que, quelle que soit la charge, le circuit ne présente de fréquence de résonance. L'énergie réfléchie par la charge ne satisfaisant pas à la condition de synchronisme n'agit pas sur le faisceau et si elle est complètement absorbée le fonctionnement interne du tube n'est pas affecté : la fréquence d'oscillation et la puissance fournie sont indépendantes de la charge. L'insensibilité de la fréquence à la charge constitue un avantage très important des oscillateurs Carcinotrons et des tubes analogues réalisés aux Etats-Unis sous le nom de « backward wave oscillators ».

Les interactions avec une onde directe ou une onde inverse peuvent s'effectuer dans des conditions s'apparentant à celles qui sont rencontrées soit dans le klystron, soit dans le magnétron. Ceci permet de classer les tubes correspondant dans deux catégories que, en France, nous avons désignées respectivement par «*O*» et « *M* ». La spécification des dispositions fondamentales de l'amplificateur à propagation d'onde type *M* fut faite en 1946, en France, à partir des idées de LERBS, BROSSARD, DOEHLER et KLEEN. Celles des tubes Carcinotrons « *O* » et « *M* » est indiquée dans un brevet français datant du début de 1951.

L'existence de ces tubes fut révélée à Ottawa en 1952, par leur inventeur, le français EPSZTEIN, quand KOMPFNER indiqua le principe du « backward wave oscillator », principe auquel il était arrivé à la suite d'études tout à fait indépendantes.

Le Dr KLEEN que j'ai cité précédemment, est ici présent.

Dans les tubes « *O* », le faisceau électronique, après avoir été accéléré, pénètre dans l'espace d'interaction où n'est appliqué aucun champ continu, à l'exception, éventuellement, d'un champ magnétique longitudinal destiné à maintenir le faisceau parallèle.

Dans les tubes « *M* », le faisceau est en interaction avec le champ haute fréquence au sein de champs électrique et magnétique croisés entre eux et avec sa composante électrique longitudinale ; les conditions d'échange d'énergie sont donc voisines de celles que l'on trouve dans le magnétron à ondes progressives.

Au point de vue structural, l'amplificateur à propagation d'ondes et le Carcinotron type « *M* » diffèrent du magnétron du fait que leur circuit n'est pas fermé sur lui-même et que, au voisinage d'une de ses extrémités seulement, existe une cathode localisée laquelle est incorporée dans un système électron-optique permettant d'agir sur la forme des trajectoires au moment de l'injection des électrons dans l'espace d'interaction. Ce phénomène d'injection, étudié en particulier par D. CHARLES, est l'un de ceux qui déterminent les propriétés des tubes du type *M* en question.

Consécutivement à la différence de leurs conditions de fonctionnement, la différence essentielle entre les tubes de types *O* et *M* semble devoir résider dans leur rendement.

L'image que l'on se faisait au début du développement des tubes *O* leur fit attribuer un rendement faible, de l'ordre de quelques pour-cent, en liaison avec le faible surplus d'énergie que les électrons semblaient pouvoir emprunter à l'onde cheminant à une vitesse très voisine. L'expérience montre que des rendements de plus de 30 % sont possibles et, bien entendu, la théorie explique ce fait. L'analogie des conditions d'échange d'énergie dans les magnétrons à ondes progressives et dans les tubes à propagation d'onde type *M* laissait prévoir pour ces derniers des rendements très élevés, de l'ordre de 80 %. L'expérience a montré qu'étaient possibles des valeurs de plus de 60 % pour le Carcinotron *M* et de plus de 50 % pour l'amplificateur type *M*. On explique, bien entendu, ces différences ; notamment à partir de l'étalement du faisceau par l'effet diocotron mais, en fait, pas plus pour les types *O* que pour les types *M*, il n'existe encore de théorie des grands signaux permettant de prédéterminer les tubes pour l'obtention des possibilités optima. Celles-ci ne sont pas encore connues et encore moins les conditions de leur réalisation pratique.

Sur la base des données acquises plus ou moins empiriquement, il semble actuellement que, sous forme de tubes à très grande puissance, les amplificateurs du type *M*, sont susceptibles d'avoir un

rendement plus élevé et une bande passante plus large, mais un gain plus petit que les tubes amplificateurs du type *O*. En ce qui concerne les oscillateurs à onde inverse, on dispose de données relativement nombreuses qui, toutes, plaident largement en faveur du tube « *M* » au point de vue du rendement : dans la bande *S* par exemple, on n'a guère dépassé 10 % avec les tubes du type « *O* » alors que certains carcinotrons « *M* » ont donné des rendements restant supérieurs à 10 % dans un demi-octave.

Une autre conséquence de la différence des conditions d'accélération dans les tubes *O* et *M* est que les courbes d'accord électronique des oscillateurs correspondants n'ont pas la même forme. Dans le cas où le taux de retard du circuit utilisé varie linéairement avec la longueur d'onde : dans le tube *O*, la variation de la fréquence avec la tension est parabolique, pour le type *M* cette variation est pratiquement linéaire, dans un octave au moins.

Voyons quelques résultats :

Les premiers tubes amplificateurs du type *O*, décrits par PIERCE et FIELD donnaient aux environs de 3 000 MHz une puissance d'une centaine de milliwatts avec un gain de 30 dB et une bande passante, à 3 décibels, de plus de 800 MHz. Ces tubes avaient un facteur de bruit élevé, de l'ordre de 30 dB ; de ce fait, les premiers développements ultérieurs furent conçus pour servir d'étages d'amplification intermédiaire ou de tubes de sortie pour les systèmes de communication point à point.

L'un des premiers modèles industriels de ce genre, est sans doute le 851 C.S.F., développé en 1949, qui est encore employé dans certains câbles hertziens de l'Administration française des Postes, Téléphone et Télégraphe. Autour de 3 000 MHz, ce tube donne un gain en grands signaux d'environ 25 dB, sa bande passante à 3 dB est de 700 MHz et sa puissance de sortie maximum est supérieure à 4 Watts. Utilisant comme circuit à retard une longue hélice placée dans une ampoule de verre, ce tube fonctionne à tension relativement élevée, 2 500 V et la focalisation de son faisceau est obtenue avec des bobines extérieures.

Récemment, divers modèles n'ayant pas les inconvénients correspondants ont été développés. L'un des premiers fut décrit en 1951 par BRYANT, MARCHESE et COLE des Federal Telecommunications Laboratories sous le nom de X. 216. Ce tube expérimental à enveloppe métallique à aimant permanent, à circuit court, fonctionnait dans la bande 5 000 - 7 100 MHz en y donnant une puissance de 10 Watts sous 1 200 V avec un gain de 25 dB.

De même structure et ayant les mêmes avantages, je citerai le tube commercial 920 C.S.F. qui, étudié par CONVERT et perfectionné par MEUNIER, sous une tension inférieure à 1 000 V, donne une puissance utile supérieure à 2 W entre 2 700 et 4 600 MHz avec une puissance d'entrée H F de 20 mW. En évitant les réactions entre l'entrée et la sortie, de très grands gains sont possibles : DENHAM et LALLY de la Sperry Gyroscope Company ont récemment obtenu, « en petits signaux », un gain restant compris entre 50 et 60 dB dans la bande 2 000 - 4 000 MHz avec une puissance de sortie de l'ordre de 0,5 Watt. (1).

A la suite d'études minutieuses des sources de bruit, études auxquelles sont attachés entre autres, les noms de FIELD, de CUTLER, de QUATE, de WATKINS, de PIERCE, de PETER, de BLOOM, de ROBINSON, de HAUS et grâce à des agencements concernant en particulier le système d'accélération du faisceau, on a développé des tubes dont le facteur de bruit permet leur emploi avantageux pour la préamplification à l'entrée des récepteurs : des valeurs inférieures à 7 dB ont été obtenues de façon reproductible avec des tubes fonctionnant dans la bande des 3 000 MHz. Dans beaucoup de cas, de telles valeurs sont associées à des bandes passantes étroites, mais récemment des tubes ont été réalisés avec lesquels le facteur de bruit reste relativement faible dans un très grand intervalle de fréquences : c'est ainsi que les techniciens de la Sylvania Electric Products ont mesuré un facteur de bruit compris entre 10 et 14 dB, avec un gain de 28 à 30 dB, dans la bande 2 000 - 4 000 MHz (2).

Des modèles industriels sont annoncés par divers constructeurs.

Les physiciens FIELD, ROBINSON, HAUS, que j'ai cités, sont ici présents.

L'amplificateur à propagation d'ondes du type «*O*» peut fournir de grandes puissances de sortie. Je rappellerai seulement à ce sujet que, en 1949, WEBER de la G.E., a signalé avoir obtenu plus de 1 200 watts de puissance utile en régime permanent aux environs de 500 MHz avec un gain de 15 dB, une bande passante de 100 MHz et un rendement de 20 %.

En 1951, DEWEY, PARZEN et MARCHESE des Federal Telecommunications Laboratories ont signalé avoir obtenu 50 W en régime permanent aux environs de 4 600 MHz, 20 dB de gain, 100 MHz de bande passante et 7 à 8 % de rendement.

En 1953, ETTENBERG de la Sperry Gyroscope Company a signalé un tube à hélice donnant une puissance utile maximum de l'ordre de 5 kW, avec un rendement de l'ordre de 20 % et un gain en grands signaux variant entre 25 et 18 dB, entre 450 et 900 MHz. A la même époque, un tube de caractéristiques similaires fut réalisé, indépendamment, en France, par CONVERT. Un rendement de

(1) E.D. DENMAN and P.M. LALLY, High gain traveling wave amplifiers, I.R.E., Transactions on Electron Devices, avril 1956.

(2) ABDULFAGOOR M. SERANG, A low noise traveling wave amplifier with octave bandwidth coverage, The Sylvania Technologist, avril 1956.

28 % aux environs de 1 000 MHz fut obtenu avec ce tube.

Le physicien ETTENBERG est ici présent.

Les amplificateurs à propagation d'onde du type «*O*» peuvent évidemment fonctionner en impulsions : KAISEL de la Stanford University a récemment réalisé un tube à hélice pouvant donner plus de 1 500 watts de crête entre 2 300 et 3 500 MHz avec un gain de saturation d'environ 30 dB et un rendement de l'ordre de 15 %. Des puissances beaucoup plus élevées sont possibles avec des circuits à haute dissipation en forme de guide d'onde chargés mais, jusqu'à maintenant, on ne les a obtenus qu'en consentant à de gros sacrifices sur la bande passante. L'ordre de grandeur des meilleurs résultats obtenus correspond à une bande passante à 3 dB de 10 % avec une puissance de crête de 300 kW, dans la bande *S*. Ce résultat a été obtenu, à la Stanford University, par le Professeur CHODOROW, avec une puissance de crête maximum, en régime de saturation, de l'ordre de 600 kW et un rendement maximum de l'ordre de 25 % dans une bande alors très étroite (1).

Des amplificateurs à propagation d'ondes du type «*O*» ont été réalisés pour fonctionner dans les gammes millimétriques.

En 1951, MILLMAN des Bell Telephone Laboratories a décrit un tube utilisant les harmoniques d'espace d'un circuit à vannes, tube avec lequel il obtint des gains de 20 à 30 dB de 6 mm à 6,4 mm de longueur d'onde avec une puissance d'environ 10 mW. Plus récemment, ROBINSON également des B T L, a décrit un tube à hélice donnant un gain de 20 dB aux environs de 5 mm de longueur d'onde.

En ce qui concerne les amplificateurs du type «*M*», je dirai seulement qu'avec des tubes pour régime permanent réalisés en France il y a quelques années, par DOEHLER et ses collaborateurs dans les laboratoires C.S.F., on a obtenu, sous des tensions de l'ordre de quelques milliers de volts, des puissances de plus de 500 W aux environs de 1 300 MHz avec une bande passante à 3 dB de l'ordre de 20 %, un rendement de 45 % et 12 dB de gain. En ce qui concerne les modèles d'amplificateur type *M* pour régime d'impulsions, il m'est seulement permis de dire ici que, dans la même région du spectre, avec des bandes passantes de même largeur, on a mesuré des puissances de crête de plusieurs mégawatts avec des rendements dépassant 50 % et des gains supérieurs à 15 dB. Ces chiffres — qui ne sont que des exemples — suffisent à prouver que sont possible d'intéressants compromis bande passante - gain rendement.

A propos des oscillateurs à ondes inverses, je dirai qu'il existe ,déjà, en France, en Angleterre, aux Etats Unis et sans doute ailleurs, des modèles commerciaux pour les bandes *X*, *S* et *L* ; comme exemple, je cite les Carcinotrons « *O* » étudiés par PALLUEL et PASTY, qui, avec de basses tensions d'accélération, couvrent chacun à peu près un octave depuis 1 000 MHz jusqu'à 15 000 MHz en fournissant une puissance minima de 10 à 100 mW suivant la bande. Un modèle typique est le C.O. 43 qui couvre la bande 6 000 - 11 000 MHz avec une variation de tension de 240 à 1 400 Volts en donnant une puissance minimum de 20 mW (1). Dans divers laboratoires, des tubes pour des fréquences plus élevées ont été développés, allant jusqu'à près de 150 000 MHz. En 1953, KOMPFNER et WILLIAMS ont décrit un backward wave oscillator couvrant la bande 6 à 7,5 mm de longueur d'onde avec des puissances de l'ordre de 10 mW ; à peu près à la même époque, BERNIER réalisa un Carcinotron «*O*» fonctionnant aux environs de 3 mm. En 1955, KARP des B T L a décrit des tubes ayant une bande d'accord électronique de 12 % aux environs de 2,7 mm de longueur d'onde.

En ce qui concerne les oscillateurs à ondes inverses du type *M*, je rappellerai seulement quelques chiffres déjà rapportés en 1953 relativement à des modèles expérimentaux de Carcinotrons développés par DOEHLER et ses collaborateurs : en régime permanent, plus de 300 watts de puissance dans une bande d'accord électronique s'étendant sans coupure entre 2 000 et 3 000 MHz avec un rendement compris entre 40 et 28 % (2). Ces chiffres ne correspondent pas à des valeurs limites : En 1953, également, par exemple, nous avions déjà indiqué qu'une puissance supérieure à 1 kW avait été obtenue dans la même bande avec un rendement supérieur à 50 %. Bien entendu, des plages d'accord beaucoup plus larges sont possibles si l'on ne tient pas compte du rendement : par exemple, des rapports de fréquences extrêmes de 4 à 1 ont été réalisés avec des tubes expérimentaux de petite puissance.

Des tubes Carcinotrons *M* ont été réalisés pour le fonctionnement en impulsions : dans la bande *S*, certains tubes donnent des puissances de crête de plusieurs centaines de kW, avec des bandes d'accord et des rendements de l'ordre de grandeur caractérisant les tubes pour régime permanent.

Mesdames, Messieurs,

J'en ai pratiquement terminé avec ce que je voulais dire à propos de ce que l'on appelle maintenant les tubes classiques pour hyperfréquences.

Je n'ai rien dit de bien des sujets importants soit sur le plan des principes, soit sur les plans technique et technologique. Je n'ai parlé ni du Carmatron, intéressante conception qui combine les avantages

(1) M. CHODOROW et E.J. NALOS, The design of high power traveling-wave tubes, *Proc. I.R.E.*, mai 1956, p. 649.

(1) P. PALLUEL et A.K. GOLDBERGER, The O type Carcinotron tube *Proc. I.R.E.*, mars 1956, p. 333.

(2) Pour quelques détails voir : R. WARNECKE, P. GUENARD, O. DOEHLER et B. EPSZTEIN, The M type Carcinotron tube, *Proc. I.R.E.*, avril 1955.

du magnétron oscillateur et du Carcinotron (1), ni des amplificateurs à ondes progressives « *O* » et « *M* » utilisant l'interaction avec une onde inverse, ni des amplificateurs à paroi résistive, ni des amplificateurs à ondes de charge d'espace *O* et *M*, ni des tubes à ondes progressives type *E*, dans lesquels la trajectoire des électrons est déterminée par la force centrifuge et une force radiale électrostatique (2-3), ni des tubes type C où cette dernière force est remplacée par celle d'un champ magnétique axial (4-5), ni, d'autre part, de la focalisation périodique de faisceaux linéaires (6), ni des systèmes à pertes non réciproques si intéressants à propos des tubes à propagation d'onde.

Pour faire plus, j'aurais été amené à donner des détails sortant du cadre d'un exposé d'ensemble déjà bien long.

Pour terminer, je veux seulement mentionner quelques nouveaux moyens de génération d'ondes hyperfréquences et dire quelques mots à propos de certains accélérateurs de particules.

Pour aller au delà des fréquences telles qu'aucun circuit de prélèvement d'énergie n'est réalisable avec les outillages usuels, on a songé à faire appel au *rayonnement propre de l'électron*, soit le rayonnement dû à l'effet Doppler d'électrons de vitesse relativiste, soit au rayonnement correspondant à l'effet Tcherenkov. De ces moyens, qui fournissent des radiations non monochromatiques, et de l'oscillateur à faisceau moléculaire conçu à la Columbia University par le Professeur Townes et ses collègues (7), je ne dirai rien de plus étant donné que l'essentiel des résultats acquis dans le passé sera vraisemblablement rapporté au cours de notre manifestation.

Quelques mots sur les *accélérateurs* :

— Les accélérateurs de particules figurent parmi les instruments les plus utiles de la science nucléaire. Les particules à grande vitesse qu'ils produisent peuvent pénétrer dans des champs de force des noyaux où elles fournissent l'énergie nécessaire pour désintégrer ce dernier ; ces particules servent aussi comme « sondes » pour étudier les propriétés des forces nucléaires. Grâce aux multiplicateurs de tension, aux générateurs électrostatiques, au cyclotrons et à d'autres systèmes, les physiciens ont pu disposer, au cours de ces dernières années, de particules ayant des énergies de plusieurs millions d'électrons-volts. Grâce à elles, ils ont étudié la structure générale du noyau, mesuré les seuils de désintégration et examiné les niveaux inférieurs d'excitation des noyaux. Avec des énergies beaucoup plus élevées, les caractéristiques des phénomènes changent, en permettant d'entrer dans le domaine des propriétés des particules fondamentales. Ce changement est exprimé, en terminologie de la mécanique ondulatoire, en disant que la longueur d'onde de la particule devient courte par rapport aux dimensions nucléaires. Dans la région du milliard d'électrons-volts, la longueur d'onde de la particule est petite, même par comparaison avec les dimensions d'un seul nucléon.

L'une des machines capables de fournir cette énergie est l'accélérateur linéaire d'électrons. Le fonctionnement interne de cet appareil repose sur l'interaction des particules soit avec le champ d'une suite d'ondes stationnaires produites dans de nombreuses cavités successives, soit avec le champ d'une onde progressive d'un long guide à retard. Le choix entre les deux systèmes dépend de l'énergie désirée. En général, les petites machines, pour des énergies de moins de 10 millions d'électrons volts, sont du type à ondes stationnaires tandis que les machines pour les énergies élevées, de plusieurs centaines de millions d'électrons-volts, sont du type à onde progressive. Le principe est alors directement apparenté à celui des amplificateurs à propagation d'onde du type *O* ; la différence est que dans l'accélérateur on fait en sorte que les particules groupées gagnent de l'énergie moyenne au détriment du champ HF tandis que dans l'amplificateur on fait le nécessaire pour qu'elles en perdent à son profit. Les structures des circuits sont voisines et c'est pourquoi nous avons inclus l'étude de certains accélérateurs au programme de nos travaux. L'accélérateur linéaire d'électrons qui, actuellement, a fourni la plus haute énergie : environ 700 millions d'électrons-volts, est le Mark III de la Stanford University (1).

Le Dr Neal, l'un des réalisateurs de cette machine est ici présent.

Mesdames,

Messieurs,

Avant de terminer, je tiens à faire quelques remarques :

— Dans mon rappel des résultats du passé, j'ai

(1) R. Warnecke, J. Naloi, B. Epsztein, O. Doehler. Le Carmatron, nouvel oscillateur à large bande d'accord électronique, *C.R. Acad. Sc.* t. 241, septembre 1955.

(2) H. Huber. Tube à ondes progressives avec focalisation purement électrostatique. Brevet français n° 993.492 du 21 avril 1949.

(3) A. Versnel et J.H.C. Jonker. A magnetless magnetron, *Philips Res. Rep.*, déc. 1954.

(4) G. Mourier. L'anticyclotron, un nouveau type de tube à propagation d'ondes à champ magnétique. *Annales de Radioélectricité*, juillet 1950.

(5) P. Guenard et O. Doehler. E and C type traveling-wave devices, *Proc. I.R.E.*, février 1956.

(6) Voir par exemple : W.W. Siekanowicz and F. Sterzer. A Developmental wide-band, 100 watts, 20 db, S band traveling wave amplifier utilizing periodic permanent magnets, *Proc. I.R.E.*, janvier 1956.

(7) J.P. Gordon, H.J. Zeiger and C.H. Townes. Molecular microwave oscillator and new hyperfine structure in the microwave spectrum of N H_3, *Phys. Rev.*, juillet 1954.

(1) Stanford high energy linear electron accelerator (Mark III), M. Chodorow, E.L. Ginzton, W.W. Hansen, R.L. Kyhl, R.B. Neal, W.K.H. Panofsky. The Review of Scientific Instruments, février 1955.

fait très largement appel aux travaux effectués dans les laboratoire de la Compagnie à laquelle j'appartiens : c'est, avant tout, parce que je les connais mieux que les autres.

— D'autre part, en ce qui concerne certaines conceptions j'ai, peut-être attribué des antériorités qui n'en sont pas. Cela vient de ce qu'il en est, pour les tubes hyperfréquences, comme dans d'autres domaines scientifiques : les découvertes et les inventions sont souvent faites, à peu près en même temps, en plusieurs endroits... Dans le cas des tubes hyperfréquences, les questions ainsi posées sont particulièrement difficiles à éclaircir à cause des conditions de « secret » qui ont entouré et entourent encore bien des développements. Pour ces raisons — et pour d'autres en rapport avec des difficultés d'échanges d'informations — bien des travaux importants ne nous sont pas connus.

— Enfin, le cadre limité de cet exposé m'a interdit de mentionner toutes les contributions fondamentales connues.

Pour toutes les erreurs et pour toutes les omissions involontaires que j'ai pu ainsi commettre, je demande à mes collègues français et étrangers de m'excuser.

Mesdames, Messieurs,

J'en ai fini : je vous remercie de votre patiente attention.

BIBLIOGRAPHIE

R. Warnecke, M. Chodorow, P. Guenard and E. Ginzton. — Velocity modulated tubes. *Advances in Electronics*, t. III (Academic Press, New York 1951).

R. Warnecke and P. Guenard. — Some recent work in France on new types of valves for the highest radio frequencies. *The Proceedings of Institution of the Electrical Engineers* (Radio section), november 1953.

R. Warnecke. — L'évolution des principes des tubes électroniques modernes pour micro-ondes. *Convegno di Electronica E. Televisione*, Milan, avril 1954.

R. Warnecke. — Sur quelques résultats récemment obtenus dans le domaine des tubes électroniques pour hyperfréquences. *Annales de Radioélectricité*, avril 1954.

J.R. Pierce. — Some recent advances in microwave tubes. *Symposium on modern advances in microwave techniques*, New York, novembre 1954.

D.A. Watkins. — Traveling-wave tubes and backward wave tubes. *Symposium on modern advances in microwave techniques*, New York, novembre 1954.

R. Warnecke, P. Guenard et O. Doehler. — Phénomènes fondamentaux dans les tubes à ondes progressives. *L'Onde Electrique*, avril 1954.

R.G.E. Hutter. — Traveling-wave tubes. *Advances in Electronics*, t. VI (Academic Press, New York, 1954).

Gunnar Hok. — The microwave magnetron. *Advances in Electronics*, t. II, Academic Press New York, 1950.

N° 1,08. — Nouvelles possibilités des triodes à disques scellés

Possibilities with Disc-seal Triodes

PAR

J.G. VAN WIJNGAARDEN

Philips-Eindhoven (Hollande)

During the last few years much progress has been made in the field of velocity-modulated tubes, especially those with periodic structures. Less attention has been paid to the possibilities of space-charge modulated tubes, such as disc-seal triodes. The main reason was that for frequencies above 4 000 Mc/s very small distances between cathode and grid became necessary to secure reasonable transit angles. The transit angle between cathode and grid is given by

Pendant ces dernières années de nombreux progrès ont été faits dans les tubes à modulation de vitesse, en particulier ceux à structures périodiques. Les possibilités des tubes à modulation par charge d'espace, comme les triodes à disques scellés, ont un peu été laissées de côté. Ceci est principalement dû à ce que, pour les fréquences supérieures à 4 000 MHz/W, la distance entre la cathode et la grille doit être vraiment très petite, si l'on veut garder un angle de transit raisonnable. L'angle de transit entre la cathode et la grille est donné par la formule

$$\theta_1 = \omega\tau_{cg} = \frac{126}{\lambda} \cdot \left(\frac{d_{cg}}{j}\right)^{1/3} \qquad (1)$$

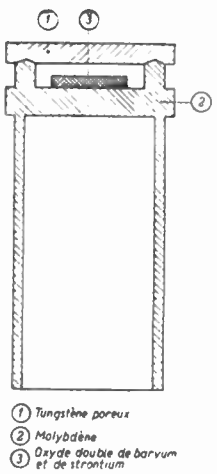


FIG. 1

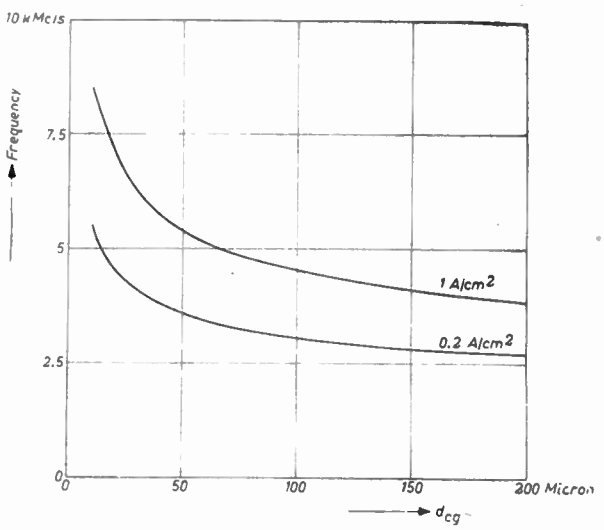


FIG. 2

in which τ_{cg} is the transit time of the electrons, λ the wavelength, d_{cg} the distance between cathode and grid and j the current density. Taking $\theta_1 = \pi$ and giving j a definite value, we find a relation between d_{cg} and the frequency. With normal oxide-coated cathodes $j = 0.2$ A/cm² is a reasonable value. With the introduction of the *L*-cathode (fig. 1), developed in the Philips' Laboratories, much higher continuous current densities can be used, $j = 1$ A/cm² being quite normal in this case.

Fig. 2 shows the two curves of frequency against distance d_{cg} for normal oxide-coated cathodes with $j = 0.2$ A/cm² and for the *L*-cathode with $j = 1$ A/cm². For a frequency of 5 000 Mc/s we need a distance of 65 microns in the latter case, against a distance of 13 microns in the first case.

Another important feature of the *L*-cathode is the metal surface. Oxide-coated cathodes give rise to serious H.F. losses in the coating, reducing the gain of the tube substantially. This effect is amplified by the larger surfaces necessary for a certain current and smaller distances, giving rise to larger capacitances

où τ_{cg} est le temps de transit des électrons, λ la longueur d'onde, d_{cg} la distance entre la cathode et la grille, j la densité de courant. Posons $\theta_1 = \pi$ et choisissons une valeur pour j, nous aurons une relation entre d_{cg} et la fréquence. Avec les cathodes à oxydes normales $j = 0{,}2$ A/cm² est une valeur raisonnable. Avec l'introduction de la cathode *L*, mise au point dans les laboratoires Philips, on peut mettre des densités de courant beaucoup plus élevées, $j = 1$ A/cm² étant tout à fait normal dans ce cas.

La figure 2 représente deux courbes de la distance d_{cg} en fonction de la fréquence, l'une pour la cathode à oxyees ($j = 0{,}2$ A/cm²), l'autre pour la cathode *L* ($j = 1$ A/cm²). Pour une fréquence de 5 000 MHz nous arrivons à des distances de 65 microns dans ce dernier cas contre des distances de 13 microns dans le premier cas.

Une autre propriété de la cathode *L* est sa surface métallique. En effet une grande perte H.F. se produit dans la couche d'oxyde des cathodes classiques, pertes qui réduisent d'une manière importante le gain de ces tubes. La surface plus grande, nécessaire pour donner un courant donné, et la distance plus faible

between cathode and grid. With a series resistance r in the coating and a capacitance C between cathode and grid, the parallel resistance due to the series resistance is given by :

entre la cathode et la grille augmente encore cet effet, car elles donnent lieu à une beaucoup plus grande capacité cathode-grille. Avec une résistance série r dans la couche et une capacité c entre la cathode et la grille, la résistance parallèle due à la résistance série est donnée par :

$$R \approx \frac{1}{\omega^2 C^2 r} \qquad (2)$$

The high current densities which can be drawn make it possible to use small diameters of cathode and anode. The capacitive loading of the grid-anode region can thus be made smaller than with oxide-coated cathodes, so that we can build tubes with the possibility of quarter wavelength tuning for higher frequencies. This is very important for tubes for relay links as the quarter-wavelength cavity has a much smaller capacitive loading than three-quarter wavelength cavities, so that a bandwidth of 100 Mc/s with a gain of 10 to 15 dB can be reached.

Avec les grandes densités de courant que l'on peut maintenant obtenir, il est possible de réduire les diamètres de la cathode et de l'anode. La charge capacitive de la région grille-anode peut être ainsi réduite par rapport à celle des tubes à cathodes à oxydes, ce qui permet de construire des tubes à accord quart d'onde pour des fréquences plus élevées. Ceci est très important pour les tubes pour relais hertziens car la cavité quart d'onde a une charge capacitive beaucoup plus faible que la cavité trois-quart d'onde si bien qu'une bande passante de 100 Mc/s avec un gain de 10 à 15 dB peut être atteinte.

Two important factors for tube quality can be given :

Considérons deux facteurs importants dans la qualité des tubes :

1. The product of power-gain and bandwidth, which can be given by :

1) Le produit du gain en puissance par la bande, qui peut s'écrire :

$$G \times B \sim \frac{S}{2\pi C_{ga}} \cdot f(\theta_1, \theta_2) \cdot \frac{C_{ga}}{C_{ga} + C_{par}} \cdot \psi \qquad (3)$$

in which S is the transconductance of the tube, C_{ga} the useful capacity between grid and anode, $C_{ga} + C_{par}$ the total capacity of the output circuit, $f(\theta_1, \theta_2)$ a function of the transit angles, ψ is a constant depending on the circuit losses (skin effect, losses in the glass and, with oxide-coated cathodes, losses in the coating). The transconductance is proportional to

dans lequel : S est la transconductance du tube, C_{ga} la capacité entre grille et anode, $C_{ga} + C_{par}$ la capacité totale du circuit de sortie, $f(\theta_1, \theta_2)$ une fonction des angles de transit, ψ une constante dépendant des pertes dans le circuit (effet de peau, pertes dans le verre, et, pour les cathodes à oxydes, pertes dans la couche).

La transconductance est proportionnelle à :

$$j^{1/3} d_{cg}^{4/3} a^2 \qquad (4)$$

in which j is the current density, d_{cg} the distance between cathode and grid and a the radius of the cathode. As Cga proportional to a^2/Δ, with Δ = grid-anode distance, we find

dans lequel j est la densité de courant, d_{cg} la distance entre grille et cathode et a le rayon de la cathode. Comme Cga est proportionnelle à a^2/Δ, où Δ est la distance entre grille et anode, nous trouvons :

$$G \times B \approx j^{1/3} d_{cg}^{-4/3} \Delta \cdot \frac{C_{ga}}{C_{ga} + C_{par}} \cdot f(\theta_1, \theta_2) \cdot \psi \qquad (5)$$

With the L-cathode we go to larger d_{cg} distances, which means smaller theoretical gain-bandwidth products. But this decrease is practically compensated by the increase of ψ due to the effect of there being no losses in the coating and the fact that the input capacity is much smaller ; both facts tending to make :

Avec la cathode L, on a des distances d_{cg} plus grandes, ce qui veut dire des produits théoriques gain-largeur de bande plus faibles. Mais cette diminution est pratiquement compensée par l'augmentation de ψ, due à l'absence de perte dans la couche émettrice et à la grande diminution de la capacité d'entrée ; ces deux faits tendant à rendre

$$R = \frac{1}{\omega^2 C^2 r} \qquad (6)$$

much larger than is possible with oxide-coated cathodes.

beaucoup plus grand qu'il n'est possible de le faire avec des cathodes à couches d'oxydes.

2. The product of output-power and bandwidth can be given by

2) Le produit de la puissance de sortie par la bande passante peut s'écrire :

$$P_0 \times B \sim \alpha \cdot j^2 \cdot \Delta \cdot \frac{Cga}{C_{ga} + C_{par}} \cdot a^2 \qquad (7)$$

in which α is a constant depending on the allowable compression, j is the current density, Δ the distance between grid and anode and a the radius of the anode. The importance of j is very clear. The distance Δ cannot be made extraordinarily large ; in the first place making Δ larger means that the anode voltage must be larger to draw the desired current and in the second place C_{ga} is inversely proportional to Δ, whereas C_{par} is nearly constant, so that with $C_{ga} \ll C_{par}$, ΔC_{ga} is nearly constant.

In both formulae we see the factor

où α est une constante dépendant de l'abaissement admissible, j la densité de courant, Δ la distance entre grille et anode, a le rayon de l'anode. L'importance de j apparaît clairement. La distance Δ ne peut pas être rendue extraordinairement grande : en premier lieu l'augmentation de Δ conduirait à une élévation de la tension d'anode pour maintenir un courant donné, d'autre part C_{ga} est inversement proportionnel à Δ, alors que C_{par} est presque constant : donc si $C_{ga} \ll C_{par}$ le produit $\Delta.C_{ga}$ est à peu près constant.

Dans ces deux formules, nous voyons apparaître le facteur :

$$\frac{C_{ga}}{C_{ga} + C_{par}} \qquad (8)$$

and we shall make a more detailed study of the output cavity, which should be a quarter-wavelength cavity to make this factor as large as possible.

Fig. 3 shows the resonant frequency of a resonant-cavity as

et nous devons faire une étude plus détaillée de la cavité de sortie, qui devra être une cavité quart d'onde afin de rendre ce facteur aussi grand que possible.

La figure 3 nous donne la fréquence de résonance d'une cavité

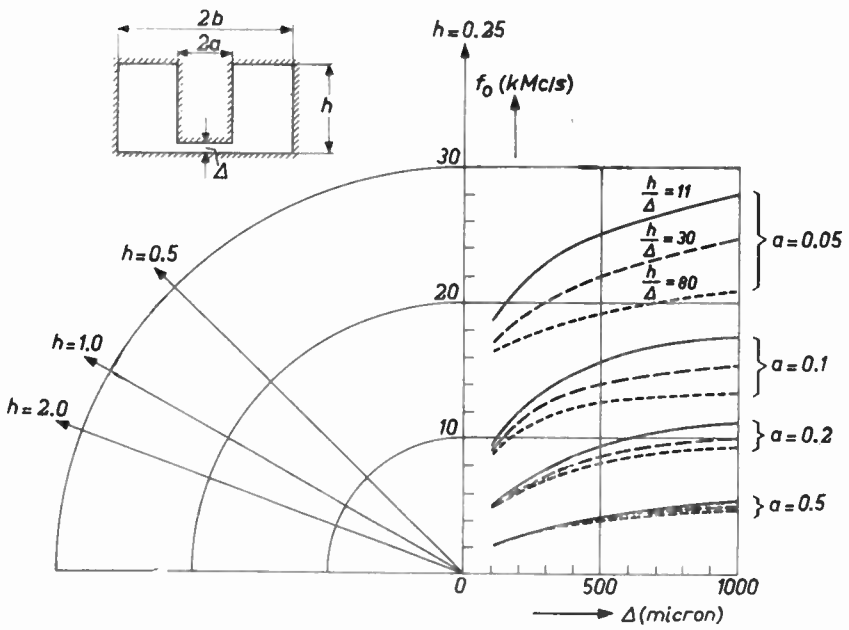


FIG. 3

a function of the diameter of the inner conductor, the distance Δ between grid and anode surfaces and the height h of the cavity, in which it has been assumed that the outer diameter of the cavity is 5 times the inner diameter.

This simplification has been made for three reasons :

In the first place the figure is meant to give some insight into the variation with the different factors, secondly : the influence of the outer diameter is much smaller than the influence of the other factors and in the third place in most tubes this condition is a good approximation of the reality.

Fig. 4 shows the product $P_0 \times B$ as a function of a where j was taken as 1 A/cm² and $\frac{C_{ga}}{C_{ga} + C_{par}}$ was derived from the calculated values of cavities with $h = 0.25$ cm and $b/a = 5$.

Combining the results of the last two figures, fig. 5 shows a limiting curve for $P_0 \times B$ as a function of frequency. In this graph the two dots give two tubes which have been perfected to date, the *EC56* with a power-bandwidth product of 180 W Mc/s and the *49AF* with a power-bandwidth product of 1 500 W Mc/s.

en fonction du diamètre du conducteur intérieur, de la distance Δ entre la grille et l'anode, et de la hauteur h de la cavité. On suppose que le diamètre extérieur de la cavité est cinq fois le diamètre intérieur. Cette simplification peut être faite pour trois raisons : en premier lieu ce graphique est donné uniquement pour mieux faire comprendre l'influence de la variation des différents paramètres, deuxièmement l'influence du diamètre extérieur est beaucoup plus faible que celle des autres paramètres, et troisièmement cette condition est approximativement satisfaite pour un grand nombre de tubes.

La figure 4 nous donne la variation du produit $P_0 \,.\, B$ en fonction de a, j étant égal à 1A/cm², $\frac{C_{ga}}{C_{ga} + C_{par}}$ et ayant la valeur obtenue à partir du calcul des cavités pour $h = 0{,}25$ et $b/a = 5$. à partir du calcul des cavités pour $h = 0{,}25$ et $b/a = 5$. Par combinaison des résultats donnés par les deux figures précédentes nous obtenons la courbe limite du produit $P_0 \,.\, B$ en fonction de la fréquence. Sur ce même graphique nous avons marqué les points correspondants à deux tubes que nous avons réalisés à ce jour : le *EC 56* avec un produit puissance-bande de 180 WMHz et le 49 *AF* avec un produit puissance-bande de

The latter tube is only a laboratory one, which is now ready for production.

So far we have said nothing about dissipations and losses in the glass. With a proper choice of grid and anode materials the dissipations do not give rise to limitations up to this moment.

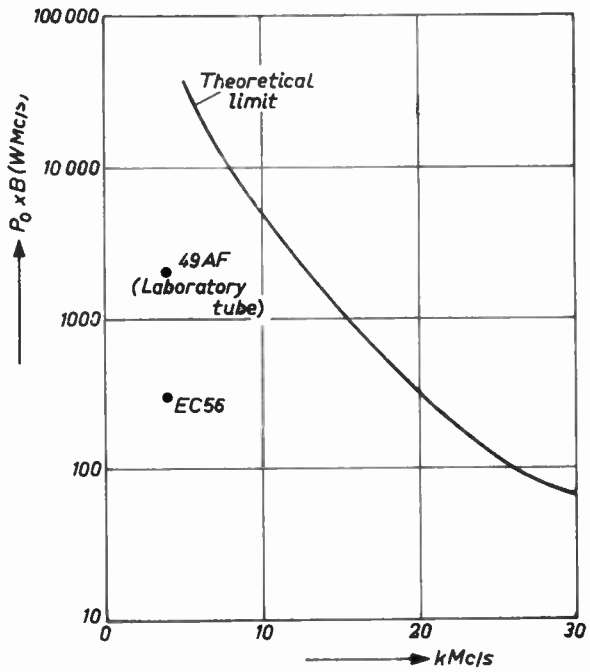


FIG. 4.

A more serious limitation could be found in the losses in the glass. Making some rough estimations we found for instance with a glass having a loss factor $\varepsilon \mathrm{tg}\delta \approx 3 \times 10^{-3}$, at 4,000 Mc/s and a bandwidth of 100 Mc/s a permissable H.F. output-power of about 400 Watts.

The anode voltage is determined by $j = 1$ A/cm², d_{cg}, the dimensions of the grid, and by Δ. The grid pitch should be made as large as possible but is restricted to 1.5 to 2 times the cathode-grid distance d_{cg}. The grid wires should have a diameter as small as possible. The limiting factor is the temperature of the grid wires, which is determined by heat radiation from the cathode and by the high-frequency currents through the wires.

Combination of these factors shows :

1. The grid wire diameter is mainly determined by the cathode diameter.

2. The grid pitch is determined by the distance between cathode and grid.

3. The power-bandwidth product is a function of the cathode-diameter and of the grid-anode distance.

4. The anode voltage is a function of grid-dimensions and of the grid-anode distance.

Based on these principles we made some calculations. We found that for a tube with output-power of 200 Watts at 4,000 Mc/s, the anode voltage should be about 2 000 Volts, whereas 1 Watt at 10,000 Mc/s requires about 500 Volts.

The 49*AF* requires for output-powers of 20 Watts and anode voltage of 500 Volts, whereas with a similar tube at 200 Volts output-power of 5 Watts could be obtained at a gain of about 8 dB.

1 500 WMHz. Ce dernier tube n'est qu'un exemplaire de laboratoire qui est maintenant prêt à être construit en série.

Jusqu'ici nous n'avons rien dit de la dissipation et des pertes dans le verre. Avec des matériaux convenables pour la grille et l'anode, la dissipation n'entraîne pas de limitations jusqu'à présent.

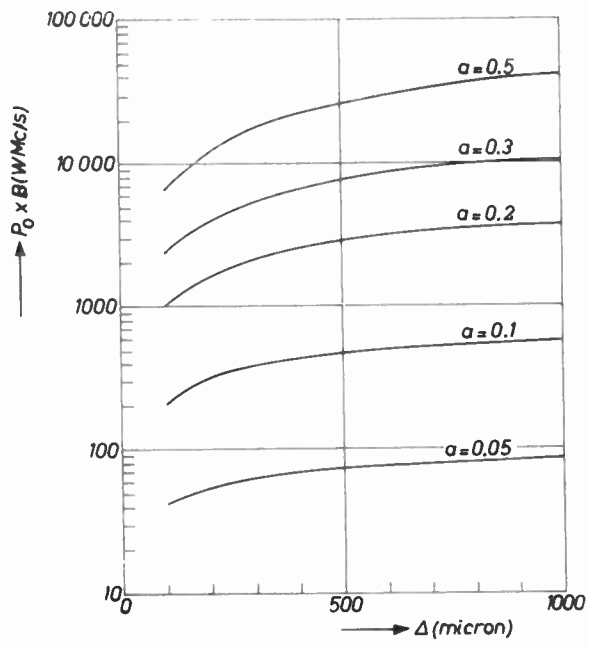


FIG. 5.

Une limitation plus sérieuse peut être rencontrée avec les pertes dans le verre. En faisant une estimation grossière, on trouve par exemple, avec un verre dont le facteur de perte est $\varepsilon \mathrm{tg}\,\delta \approx 3.10^{-3}$, et à 4 000 MHz avec une bande de 100 MHz, une puissance utile maximum de l'ordre de 400 Watts.

La tension d'anode est déterminée par $j = 1$ A/cm², d_{cg}, les dimensions de la grille, et par Δ. Le pas de la grille doit être aussi grand que possible, il est cependant limité à 1,5 à 2 fois la distance d_{cg} entre la grille et la cathode. Les fils de grille doivent avoir un diamètre aussi petit que possible. Le facteur qui limite la finesse de la grille est la température des fils, qui est déterminée par le rayonnement calorifique de la cathode et par les courants H.F. qui parcourent ceux-ci.

La combinaison de ces différents facteurs montre que :

1) le diamètre du fil de grille est principalement déterminé par le diamètre de la cathode.

2) Le pas de la grille est déterminé par la distance entre la grille et la cathode.

3) Le produit puissance-bande passante est une fonction du diamètre de la cathode et la distance anode-grille.

4) La tension d'anode est une fonction des dimensions de la grille et de la distance anode-grille. Nous avons fait quelques calculs basés sur ces principes. On trouve que pour un tube de 200 Watts de sortie à 4 000 MHz la tension d'anode doit être environ de 2 000 volts, alors que pour obtenir 1 Watt à 10 000 MHz il faut environ 500 volts.

Le tube 49 *AF* demande, pour une puissance de sortie de 20 Watts, une tension d'anode de 500 volts, alors que avec un tube similaire à 200 volts, on peut obtenir une puissance de sortie de 5 watts pour un gain d'environ 8 dB.

So far little has been said about the gain-bandwidth qualities of the tubes. Roughly speaking we can say that going to higher frequencies the gain-bandwidth factor will be nearly inversely proportional to the cathode-grid distance. The *EC*56 has a gain-bandwidth product of about 1,600 Mc/s with a cathode-grid distance of 40 microns so that we should expect gain-bandwidth products of about 6,000 Mc/s at cathode grid distances of 10 microns. This distance will be necessary at frequencies of 10,000 Mc/s.

We see that the different triodes which are on the market at this moment cannot be regarded as giving the limit of the possibilities with triodes and I think that in the future we may expect different new triode-amplifier designs for higher frequencies and higher powers than were thought possible some years ago.

Nous avons dit jusqu'ici peu de choses des qualités gain-bande des tubes. Nous pouvons dire que grossièrement, pour les fréquences les plus hautes, le facteur gain-bande devient à peu près inversement proportionnel à la distance entre cathode et grille. Le tube *EC* 56 a un produit gain-bande d'environ 1 600 MHz pour une distance cathode-grille de 40 microns, si bien que l'on peut espérer obtenir un produit gain-bande de l'ordre de 6 000 MHz avec une distance cathode-grille de 10 microns. Ces distances sont nécessaire pour des fréquences de l'ordre de 10 000 MHz.

Nous voyons que les différents modèles de triodes que l'on trouve actuellement sur le marché, ne peuvent pas être regardés comme donnant la limite des possibilités de celles-ci. Je pense que pour le futur, on peut s'attendre à de nouveaux modèles d'amplificateurs à triodes pour des fréquences plus hautes et des puissances plus grandes que ce que l'on pouvait penser possible il y a quelques années.

N° 3.01. — Gain et largeur de bande des amplificateurs à modulation de vitesse

Gain and bandwidth of velocity modulation amplifiers

PAR

Marcel W. MULLER

Varian Associates, Palo Alto, California (USA)

1. Introduction.

The technology of microwave amplifiers has made enormous strides in the past decade. This progress is largely due to two developments which took place near the middle of the 1940s. The first of these is the invention of the traveling-wave tube ; the other is the realization that multicavity klystrons are capable of operation at very high gain and power level as well as at substantial efficiencies.

This progress has led to the adoption, in many high power microwave applications, of the master-oscillator power-amplifier type of system in place of the previously exclusively used power oscillator. At the same time several new questions have arisen which are connected with the use of amplifiers rather than oscillators, and the new applications that are made possible by this change. I propose in this paper to contribute to the discussion of one of these questions which concerns the limitations and relative merit of the several possible types of velocity-modulation amplifiers from the point of view of gain and bandwidth.

2. The Present State of the Technology.

The typical multicavity klystron is quite narrow band, with moderately to extremely high gain, moderate to fairly high efficiency, relatively high noise figure, excellent isolation between input and output, and moderate to extremely high output power. A listing of some multicavity tubes with some of their pertinent performance data is given in Table I. The tubes are identified in the table : they range from one-of-a-kind exper-

1. Introduction.

La technique des amplificateurs hyperfréquences a fait d'énormes progrès durant ces dernières décades. Ces progrès sont en grande partie dus à deux faits qui datent à peu près du milieu de 1940. Le premier est l'invention du tube à propagation d'onde, la seconde est la réalisation du klystron multicavité capable de travailler à haut niveau, avec un grand gain, tout en ayant un rendement substantiel.

Ces progrès ont conduit à l'adoption pour les applications à grande puissance hyperfréquence, d'ensemble d'oscillateur pilote et d'amplificateur de puissance au lieu de l'oscillateur de puissance exclusivement utilisé autrefois. Au même moment de nouvelles questions se sont présentées en rapport avec l'usage des amplificateurs plutôt que des oscillateurs ; de nombreuses applications nouvelles ont pu être réalisées grâce à cette modification. Le but de cet article est d'apporter de nouveaux éléments dans la résolution de ces problèmes, en particulier celui des limites et des avantages relatifs de différents types possibles d'amplificateurs à modulation de vitesse, au point de vue du gain et de la largeur de bande.

2. Etat Actuel de la Technique.

Les klystrons multicavité ont habituellement une bande étroite, un gain pouvant être faible ou très élevé, un rendement pouvant être faible ou assez grand et un assez mauvais facteur de bruit, un excellent isolement entre l'entrée et la sortie, et une puissance de sortie pouvant être faible ou très grande. Un tableau de quelques tubes multicavité ainsi que quelques unes de leurs caractéristiques de fonctionnement sont données dans le tableau I.

TABLE I

PERFORMANCE DATA OF VARIOUS MULTICAVITY KLYSTRONS

Frequency MHz	Gain dB	Efficiency %	Power kW	Bandwidth %	No. Cavities	Pulse CW	Note
450	25	40	12	1.3	3	CW	(1)
24,000	70	4	0,004	<0,2	5	CW	(2)
2800	64	32	3000	0,5	4	Pulsed	(3)
	39,5	30	1500	3,5			
2857	35	33	20.000	<0,25	3	Pulsed	(4)
10.000	105	20	2,5	<0,1	6	Pulsed	(5)

NOTES : (1) EITEL-McCULLOUGH Company Klystron *Catalog*
(2) W. G. ABRAHAM, *Paper Presented at Electron Tube Conference*, Stanford, 1953
(3) R. BUTMAN and G. GUERNSEY, *Private Communication*
(4) CHODOROW, GINZTON, NEILSON, SONKIN, *Proc. I.R.E.*, 41, 1584, 1953.
(5) L. T. ZITELLI, *Private Communication*

imental tubes to commercial klystrons that can be bought off a shelf, so certainly the data are not really comparable. They are only meant to indicate in a general way what kind of performance can be reached.

A similar tabulation for traveling-wave tubes is shown in table 2.

Il faut bien remarquer que ces caractéristiques sont celles de tubes expérimentaux pris au hasard ; les caractéristiques varient certainement beaucoup d'un tube à l'autre. Aussi ne sont-elles données que pour montrer dans quel sens se situent les performances de ces tubes.

Un tableau similaire a été fait pour les tubes à propagation d'ondes (tableau 2).

TABLE 2

PERFORMANCE DATA OF SEVERAL TRAVELING-WAVE TUBES

Frequency MHz	Gain dB	Efficiency %	Power	Bandwidth	Pulse CW	Note
50.000	21	<1,0	20 mW	3 %	CW	(1)
2000 - 4000	40		1 W	2:1	CW	(2)
2800	23	23	200 kW	9 %	Pulsed	(3)
2800	23	20	200 kW	9 %	Pulsed	(3)
2800	30	10	25 W	7 %	Pulsed	(4)
9000	24	10	10 kW	13 %	Pulsed	(5)

NOTES : (1) S. MILLMAN, *Proc. I.R.E.*, 39, 1035, 1951
(2) HUGGINS Laboratories *Catalog*
(3) M. CHODOROW, E. NALOS, *Quarterly Report* No. 14, E.R.L., Stanford, 1954
(4) VARIAN Associates Microwave Tube *Catalog*
(5) M. CHODOROW, J. E. NEVINS, *Quarterly Report* No. 16, E.R.L., Stanford, 1954

It is apparent from this table that TWTs have generally lower gain and lower efficiency than klystrons, and very much greater bandwidth. It is significant, however, that the differences, particularly in bandwidth and efficiency, become less marked at very high power levels.

This trend is in fact paralleled by the physical configuration of the tubes ; low power klystrons and TWTs are extremely different in appearance, while high power tubes have much the same electron beams, circuit elements, and interaction regions.

The apparent similarity is of course not fortuitous. It arises from the physical principle of velocity modulation on which the operation of both tubes is based. In a high power tube this implies the requirement for a sharply bunched beam of electrons and this must be brought about by concentrating the r-f electric field in the region of the beam. The several ways in which this can be done are not, after all, too different. An example of this fundamental similarity is the fact that the theory of the easitron, which is a type of multicavity klystron, can be obtained as a limiting case of the conventional TWT theory [1].

We will exploit this similarity below to make a comparison between the properties of propagation and non-propagating velocity-modulation tubes, but we will first point out those factors which at present set the limits of klystron bandwidth and TWT gain and which are thus of the largest immediate interest to technology.

The gain of a TWT is subject to the obvious restriction that

$$G + r_i + r_0 - L < 0$$

Here G is the gain, r_i and r_0 are the reflection coefficients at input and output, and L is the (backward)loss, all in logarithmic units. At any frequency at which this inequality is not satisfied the tube is capable of self-oscillation. Thus to increase the allowable gain one can attempt to design broad matches, restrict the bandwidth, and provide a good, preferably unidirectional, attenuator. A substantial portion of the TWT literature

Il ressort de cette table que les *T.P.O.* ont généralement un gain plus faible et un rendement plus faible que les klystrons, mais une beaucoup plus grande largeur de bande. Il est intéressant de remarquer, cependant, que ces différences, en particulier en ce qui concerne la largeur de bande et le rendement, s'atténuent pour les très grandes puissances.

Ce fait s'explique par le parallélisme de construction de ces tubes : pour les faibles puissances, les klystrons et les *T.P.O.* sont en apparence très différents, mais à grande puissance ces tubes ont le même faisceau électronique, les mêmes éléments de circuits et les mêmes régions d'interaction.

Ces ressemblances apparentes ne sont pas, bien sûr, fortuites. Elles sont dues à ce que les deux tubes utilisent le même principe physique de modulation de vitesse. Dan un tube à grande puissance ce principe implique l'utilisation d'un faisceau d'électrons fortement groupé, et ceci ne peut être obtenu que par l'utilisation d'un champ électrique *H.F.* concentré dans la région du faisceau. Les différentes manières d'arriver à ce résultat ne sont pas, après tout, si différentes. Un exemple de cette ressemblance fondamentale de principe nous est fourni par « l'easitron », qui est un type de klystron multicavité et dont la théorie peut être faite comme un cas limite de la théorie conventionnelle des *T.P.O.* (1).

Nous allons exploiter cette similitude pour faire une comparaison entre les propriétés des tubes à modulation de vitesse, avec ou sans propagation d'ondes, mais nous voulons d'abord porter notre attention sur les facteurs qui, dans l'état actuel de la technique, limitent la largeur de bande des klystrons et le gain des *T.P.O.*, et qui sont les problèmes qui se posent avec le plus d'acuité au technicien.

Le gain d'un *T.P.O.* est soumis à la restriction évidente que

$$G + r_i + r_0 - L < 0$$

où G est le gain, r_i et r_0 sont les coefficients de réflexions à l'entrée et à la sortie, et L l'atténuation de l'onde (de retour), toutes ces grandeurs en unités logarithmiques. Pour toutes les fréquences où cette condition n'est pas réalisée, le tube peut entrer en oscillation. Pour augmenter le gain admissible, on est amené à réaliser des adaptations larges, à réduire la bande, et à prévoir un bon atténuateur de préférence unidirectionnel. Une

since the invention of the tube has been concerned with these problems which remain of central importance.

A klystron has a lumped, resonant cavity output circuit and thus its bandwidth is inversely proportional to the Q of this cavity. Thus in principle the bandwidth can be increased indefinitely by loading the output cavity. However if efficiency is a consideration the r.f. voltage on the output gap must be large — in practice roughly comparable with the d.c. beam voltage. Since the r-f voltage arises from the excitation of the output cavity by the r-f driving current which again is roughly equal to the direct beam current, this determines the shunt impedance required in the output cavity :

$$R \geqslant \frac{V_0}{I_0} \equiv R_0$$

that is to say, the shunt impedance must be roughly equal to the beam impedance.

Now for a given cavity geometry, the shunt impedance is directly proportional to Q, so that the bandwidth is directly proportional to the beam conductance. This means that the bandwidth of a klystron will be directly proportional to the figure of merit R/Q of the output cavity, to the fourfifth power of the electron beam perveance a constant input power, and to the fifth root of the input power at constant perveance.

As a consequence the bandwidth available from klystrons has increased slowly as they have advanced toward higher power levels, and this trend can be expected to continue. This is true not only because of the slow decrease of beam impedance with input power, but also because in practice it is possible to design cavities of higher characteristic impedance (R/Q) for the higher power applications. It is also quite apparent that heavy emphasis needs to be placed on the development of high-perveance electron beams and on their utilization in klystrons.

3. Comparison of Propagating and Non-Propagating Tubes. Small Signal Theory.

I will not discuss the question of TWT stability and high perveance beams any further ; it is safe to assume that in time progress will be made in solving these problems. It may then be difficult to decide at times whether an application would be filled best by a klystron, a TWT, or some hybrid structure involving both propagating and resonant elements. A detailed answer to this question would of course have to be based on specific requirements in each case. It is nevertheless possible to make some general statements which are pertinent. One such statement which we will discuss relates to the gain-bandwidth product of propagating and non-propagating tubes.

To start with we need a criterion of comparability which is independent of the detailed design of the tubes. A way to establish such a correspondence is illustrated schematically in Figure 1. Here a TWT is derived from a multicavity klystron by introducing coupling loops between adjacent cavities ; alternately, a klystron is derived from a helix-type TWT by introducing periodic short circuits along the helix. The point is that with many structures this sort of modification is possible without materially affecting the *local* interaction between electron beam and circuit. It might be mentioned in passing that the disc-loaded waveguide [2] is essentially a form of the coupled-cavity TWT shown, and that a klystron incorporating shorted-helix cavities has been successfully built [3].

grande partie de la littérature concernant les T.P.O. parue depuis l'invention de ce tube, traitent de ces problèmes qui restent encore de la plus grande importance.

Un klystron a, comme circuit de sortie, une cavité résonnante, localisée, et par suite sa largeur de bande est inversement proportionnelle à la surtension de cette cavité. On peut donc en principe augmenter la largeur de bande autant qu'on le veut en chargeant la cavité de sortie. Cependant si la question du rendement rentre en considération la tension H. F. à la fente de sortie doit être grande — en pratique de l'ordre de grandeur de la tension d'accélération du faisceau. Puisque la tension H. F. provient de l'excitation de la cavité de sortie par le courant H. F. du faisceau, qui est lui-même en gros égal au courant continu ; l'impédance shunt de la cavité de sortie doit être telle que :

c'est-à-dire que l'impédance shunt doit être à peu près égal à l'impédance du faisceau.

Or pour une cavité de géométrie donnée, l'impédance shunt est directement proportionnelle à Q, de sorte que la largeur de bande est directement proportionnelle à la conductance du faisceau. Ceci signifie que la largeur de bande d'un klystron est directement proportionnelle à la figure de mérite R/Q de la cavité de sortie, à la puissance quatre cinquième de la pervéance du faisceau mesurée à puissance d'entrée constante, et à la racine cinquième de la puissance d'entrée à pervéance constante.

En conséquence la largeur de bande que l'on peut espérer obtenir d'un klystron est un peu augmentée quand on travaille à plus grande puissance, et il faut espérer que cette tendance ira en s'accentuant. Ceci est vrai, non seulement à cause de la lente décroissance de l'impédance du faisceau avec la puissance d'entrée, mais aussi parce qu'il est possible en pratique de construire des cavités possédant une plus grande impédance caractéristique (R/Q) pour les tubes à puissance plus élevée. Il est aussi tout à fait évident qu'il faut accorder une grande importance au développement des faisceaux d'électrons à haute pervéance et à leur utilisation dans les klystrons.

3. Comparaison des tubes avec ou sans propagation d'onde. Théorie du petit signal.

Nous n'étudierons pas ici la question de la stabilité des T.P.O. et des faisceaux à haute pervéance. On peut affirmer en toute sécurité que d'ici peu d'importants progrès seront faits dans ce domaine. Il est encore difficile de déterminer quel est le tube le plus apte à un travail donné d'un klystron, d'un T.P.O. ou d'une structure hybride comprenant à la fois des éléments de propagation et des éléments résonnants. Pour donner une réponse précise à ces questions, il faut, bien sur, connaître à fond les exigences spécifiques de chaque cas. Il est cependant possible de faire quelques remarques d'ordre général qui peuvent toujours être utiles. L'un des problèmes que l'on peut ainsi aborder est celui du produit gain largeur de bande pour les tubes avec ou sans propagation d'onde.

Pour débuter nous avons besoin d'un criterium de comparaison indépendant des détails de construction des tubes. Nous avons cherché à établir une correspondance, qui est représentée schématiquement figure 1. Ici nous avons fait dériver un T.P.O. d'un klystron multicavité par l'introduction de boucle de couplage entre deux cavités adjacentes. Réciproquement nous faisons dériver un klystron d'un T.P.O. du type à hélice en introduisant des courts-circuits périodiques tout au long de l'hélice. Il faut noter que, avec de nombreuses structures, de telles modifications sont possibles sans pour autant modifier sensiblement l'interaction *locale* entre le faisceau électronique et el circuit. Il faut noter en passant que le guide d'onde à disque [2] est une forme essentiellement voisine du T.P.O. à cavités couplées que nous avons représenté, et qu'un klystron possédant des cavités constituées par des hélices court-circuitées a été essayé avec succès [3].

Thus all that we need to do in order to make a comparison is to obtain expressions for the gain and bandwidth of tubes related as shown in Figure 1, and to compare these. The result will be independent of the particular type of circuit or other details of the tubes. We will of course be comparing tubes of equal length, so the quantity of interest will be gain per unit length. In order to carry the comparison out in detail, it is useful

Tout ce que nous pouvons faire en tant que comparaison est de chercher des expressions du gain et de la largeur de bande pour les différents tubes représentés figure 1, et de les comparer. Le résultat obtenu devra être indépendant du type de circuit employé et des autres détails du tube. Nous comparerons bien entendu des tubes d'égale longueur, la quantité intéressante étant le gain par unité de longueur. Pour pouvoir pousser la

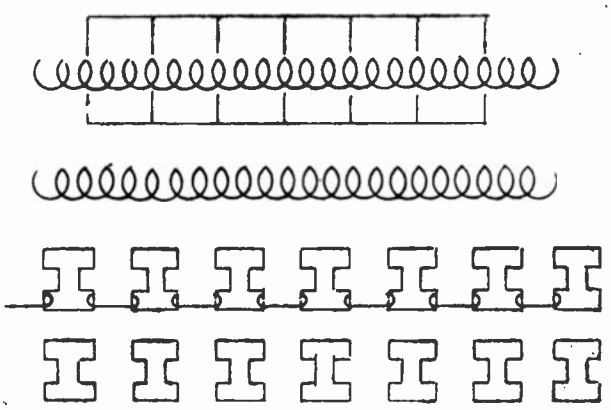


FIG. 1. — Propagating and NonPropagating Circuits with Identical Local Interaction.

FIG. 1. — Circuits avec ou sans propagati on d'onde possédant une interaction locale identique.

to put the small-signal gain of the tubes in a form convenient for the purpose, that is in such a form as to display the frequency response explicitly. This can be done quite readily for a TWT on the basis of the standard theory [1], according to which

comparaison dans le détail, nous mettrons le gain du tube, obtenu pour les faibles puissances, sous la forme la plus commode possible, c'est-à-dire que nous chercherons une expression explicite de celui-ci en fonction de la fréquence. La théorie classique [1] des T. P. O. nous fournit directement l'expression cherchée, qui est la suivante :

$$G = \exp(-A) \exp[\beta_e C x_1 z] \qquad (1)$$

The notation here and subsequently is that of PIERCE, Reference [1].

For the sake of simplicity we will assume the simplest conditions : a lossless structure, and no space charge debunching, so $\exp(-A) = \frac{1}{3}$. We will assume further, that the tube is operated in the dispersive region, as will normally be true of a tube designed for high power and moderate bandwidth.

Under these conditions the quantity in equation (1) which varies most rapidly with frequency is x_1, and it is shown in Appendix I that its variation near maximum gain is given by

Les notations employées ici et plus loin sont celles de PIERCE, référence n° 1.

Pour simplifier nous supposerons que nous sommes dans les conditions les plus simples : structure sans perte et pas de dégroupement dû à la charge d'espace, de sorte que $\exp(-A) = 1/3$. Nous supposerons de plus que le tube fonctionne dans une région dipersive, ce qui est normalement le cas des tubes utilisés à grande puissance et faible largeur de bande.

Dans ces conditions la quantité qui, dans l'équation (1), varie le plus rapidement avec la fréquence est x_1 et nous montrons dans l'appendice I que les variations de x_1 au voisinage du gain maximum sont données par :

$$X_1 = \frac{\sqrt{3}}{2}\left[1 - \frac{1}{9}\left(\frac{v}{v_g}\right)^2 \frac{1}{C^2}\frac{(\omega-\omega_0)^2}{\omega_0^2}\right] \qquad (2)$$

where ω_0 is the frequency of maximum gain, so that the explicit form of the gain function is

où ω_0 est la fréquence correspondant au maximum de gain, de sorte que le gain se met sous la forme explicite suivante :

$$G = \frac{1}{3}\exp\left\{\beta_e C z \frac{\sqrt{3}}{2}\left[1 - \frac{1}{9}\left(\frac{v}{v_g}\right)^2 \frac{1}{C^2}\frac{(\omega-\omega_0)^2}{\omega_0^2}\right]\right\} \qquad (3)$$

It is also shown in Appendix (I) that equation (3) is in general pessimistic, that is, it will predict a narrower bandwidth than a less idealized calculation.

In order to obtain a similar form for the gain of a non-propagating tube a slightly less standard approach must be used. The method we employ is given in Appendix III, and leads to the following equation

On montre aussi dans l'appendice I que cette équation est en général pessimiste, c'est-à-dire qu'elle donne une bande plus étroite que celle donnée par un calcul moins simplifié.

Pour obtenir une forme semblable pour le gain dans le cas des tubes sans propagation, on doit utiliser des méthodes de calcul légèrement moins classiques. La méthode employée, est donnée dans l'appendice III : elle conduit à la formule suivante

$$G = \frac{\zeta}{2\sqrt{\zeta + \frac{\zeta^2}{4}}} \exp\left\{\frac{\beta_e}{\pi} z \log\left(1 + \frac{\zeta}{2} + \sqrt{\zeta + \frac{\zeta^2}{4}}\right)\right\} \qquad (4)$$

Where

$$\zeta = -\frac{j M^2 R}{1 - j 2 Q \dfrac{(\omega - \omega_0)}{\omega_0}} \frac{I_0}{2 V_0} \theta_0 \qquad (4)'$$

M is the beam coupling coefficient, and θ_0 is the drift angle between adjacent cavities.

Equation (4) is the klystron equivalent of equation (1). The important portion of the frequency dependence of equation (4) arises from the frequency variation of ζ. Unfortunately ζ enters equation (4) in a sufficiently complicated manner so that it is impractical to obtain an explicit analytical expression for the frequency dependence of the gain, equivalent to equation (3) of the TWT*. Under the circumstances we will only obtain expressions valid in two limiting cases – that of very large gain per stage ($|\zeta| \gg 1$), and of very small gain prestage ($|\zeta| \ll 1$), the latter being typical of the so-called « easitron » (4).

If $|\zeta| \gg 1$ we obtain, in Appendix III

$$G = \exp\left\{\frac{\beta_e}{\pi} z \left[\log \frac{\pi M^2 R}{2 R_0}\right]\left[1 - \frac{2(\omega - \omega_0)^2 Q^2}{\omega_0^2 \log \dfrac{\pi M^2 R}{2 R_0}}\right]\right\} \qquad (5a)$$

while in the other limit $|\zeta| \gg 1$

$$G = \frac{1}{2}\sqrt{\zeta} \exp\left\{\frac{\beta_e}{\pi} z \frac{3^{3/4}}{2^{3/2}} \sqrt{\frac{\pi M^2 R}{2 R_0}}\left[1 - \frac{9}{8}\frac{(\omega - \omega^2_0) Q^2}{\omega^2_0}\right]\right\} \qquad (5b)$$

The next step is to relate the conventional parameter of the propagating and non-propagating tubes by means of one of the correspondences illustrated in Figure (1). This is worked out in detail in Appendix II, where we show that

$$\frac{M^2 R}{Q} = \frac{\pi}{2} \frac{v_g}{v} \frac{4 V_0}{I_0} C^3 \qquad (6)$$

This expression is valid for instance for a klystron whose cavities are obtained by short circuiting half-wave sections of delay line. In general such a klystron will have much more gain per unit length, and a much narrower bandwidth, than the TWT from which it is derived. However we can reduce the gain and increase the bandwidth of the klystron by loading the cavities resistively, until the gain per unit length is equal to that of the TWT. The value of Q required to accomplish this can be obtained from equations (3), (5), and (6) ; thus substituting equation (6) into equation (5a) we obtain

$$G = \exp\left\{\frac{\beta_e}{\pi} z \left[\log \pi^2 \frac{v_g}{v} C^3 Q\right]\left[1 - \frac{2(\omega - \omega_0)^2 Q^2}{\omega_0^2 \log \pi^2 \dfrac{v_g}{v} C^3 Q}\right]\right\} \qquad (7a)$$

In order to make the gain per unit length equal to that of the corresponding TWT we find from equation (3) that the cavities must be loaded to have

$$Q = \frac{\exp \dfrac{\pi\sqrt{3}}{2} C}{\pi^2 \dfrac{v_g}{v} C^3} \qquad (8a)$$

M est le coefficient de couplage du faisceau et θ_0 est le déphasage entre deux cavités adjacentes.

L'équation (4) est pour le klystron l'équivalent de l'équation (1). La majeure partie de la dépendance de l'équation (4) par rapport à la fréquence est due à la variation de ζ en fonction de la fréquence. Malheureusement ζ entre dans l'équation (4) d'une manière suffisamment compliquée pour qu'il soit impossible d'en tirer une expression analytique de la variation du gain avec la fréquence, équivalente à l'équation (3) des T. P. O.

Dans ces conditions nous nous contenterons d'expressions valables seulement dans les deux cas limites suivants : celui où on a un très grand gain par étage ($|\zeta| \gg 1$) et celui où on a un gain très faible ($|\zeta| \ll 1$), ce dernier cas correspond à l'easitron dont nous avons déjà parlé [4].

Si $|\zeta| \gg 1$ nous obtenons, en appendice III :

Dans l'autre cas limite $|\zeta| \gg 1$

L'étape suivante est de relier les paramètres conventionnels des tubes à propagation et sans propagation au moyen d'une des correspondances illustrées figure 1. Cette étude est faite en détail dans l'appendice III, où on montre que :

Cette expression est valable, par exemple, pour un klystron dont les cavités sont constituées par des sections demi-ondes court-circuitées de lignes à retard. En général un tel klystron aura un gain plus grand et une bande plus étroite que les T. P. O. dont il est dérivé. Nous pouvons néanmoins diminuer le gain et élargir la bande du klystron en chargeant résistivement les cavités jusqu'à ce que le gain par unité de longueur soit égal à celui du T. P. O. La valeur de Q qui doit être utilisée dans ce but est donnée par les équations (3), (5) et (6) ; par substitution de l'équation (6) dans l'équation (5a) nous obtenons :

Pour obtenir un gain par unité de longueur égal à celui du T. P. O correspondant, l'équation (3) nous montre qu'il faut charger la cavité pour lui donner un Q égal à :

(1) It would not be difficult, however, to make a numerical computation, even in the somewhat more difficult case when space charge forces are taken into account.

Note : Il ne serait pas difficile cependant de faire un calcul numérique, même dans le cas un peu plus compliqué où il faut tenir compte de la charge d'espace.

Then comparing the bandwidth by means of equations (7a) and (3) we find that

$$\frac{BW_K}{BW_{TWT}} = \frac{3^{1/4}}{6} (\pi C)^{5/2} \exp\left[-\frac{\pi\sqrt{3}}{2} C\right] = 3.85\, C^{5/2} \exp\left[-2.78\, C\right] \qquad (9a)$$

This quantity is plotted in Figure 2.

If we use the other limiting case, equation (5b), we find

$$G = \frac{1}{2}\sqrt{\zeta}\, \exp\left\{\beta_e z \frac{3^{3/4}}{2^{3/2}} \left[\frac{v_g}{v} C^3 Q\right]^{1/2} \left[1 - \frac{9}{8}\frac{(\omega-\omega_0)^2 Q^2}{\omega_0^2}\right]\right\} \qquad (7b)$$

implying, for equal gain per unit length,

$$Q = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{v}{v_g} \frac{1}{C} \qquad (8b)$$

and

$$\frac{BW_K}{BW_{TWT}} = \sqrt{\frac{2}{27}} = 0{,}27 \qquad (9b)$$

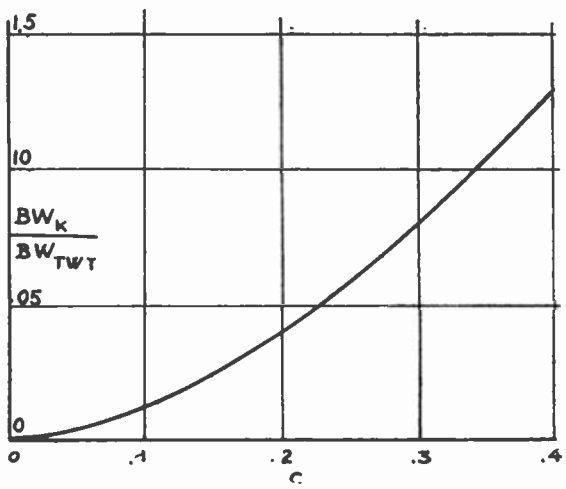


FIG. 2 — Comparison of Klystron and TWF Bandwidth for Equal Gain per Unit Length; Approximation of Large Gain per Stage.

FIG. 7 — Comparaison de la largeur de bande d'un klystron et d'un T.P.O. possédant le même gain par unité de longueur. Cas d'un grand gain par étage.

Thus we obtain the result that in all cases the gain-bandwidth product of a propagating tube is substantially larger than that of a synchronously tuned klystron.

Before we draw any far-reaching conclusions from this result we must remember that ordinarily resistive lading is used in a klystron only to broadband the output cavity. The earlier cavities are normally left unloaded except for the inevitable cooper and beam loading losses, and broadbanding is achieved by means of stagger tuning. It is well known (5) that certain schemes of stagger tuning are capable of yielding substantial increases of gain-bandwidth product over synchronously tuned multi-stage amplifiers.

The methods of network synthesis that are employed to design such amplifiers for some prescribed optimum response have only limited applicability to multicavity klystrons. The limitation arises from two sources : first, the gain function of a klystron, equation (4), is substantially more complicated than that of an amplifier with isolated stages which correspond to the limiting case of equation (5a). It is this later type of amplifier for which the standard Butterworth and Tschebyscheff tuning schemes have been devised. It is possible in practice to gener-

Ainsi dans tous les cas nous trouvons que le produit gain largeur de bande d'un tube à propagation est sensiblement plus grand que celui d'un klystron accordé.

Avant de formuler des conclusions très étendues à partir de ces résultats, il faut se rappeler que ordinairement on utilise des charges résistives seulement pour élargir la bande de la cavité de sortie. Les premières cavités sont normalement laissées sans charge, excepté les pertes inévitables dues au cuivre et au couplage avec le faisceau, et l'élargissement de la bande est obtenue au moyen de réglage décalé. Il est bien connu que certains montages à accord décalé peuvent présenter une grande augmentation du produit gain largeur de bande par rapport à celui des amplificateurs multi-étages accordés sur la même fréquence.

La méthode synthétique que nous avons utilisée dans la recherche de la courbe de réponse optimum pour les amplificateurs n'a fait que limiter les applications des klystrons multi-cavité. Cette limitation provient de deux raisons : premièrement, la fonction de gain d'un klystron, équation (4), est beaucoup plus compliquée que celle d'un amplificateur à étages isolés, qui correspondrait au cas limite représenté par l'équation (5a). C'est pour ce dernier type d'amplificateur que les schémas de réglage de Butterwoth et Tschebyscheff ont été imaginés.

alize these methods to apply to multicavity klystrons ; the evidence appears to be that here the gains even due to optimum stagger tuning are less pronounced. Secondly, optimum schemes of stagger tuning require specified loading as well as detuning for the various cavities and this is likely to be somewhat difficult to control in practice. Thus it appears safe to conclude that while stagger tuning may narrow the margin between propagating and non-propagating tubes, the balance will remain somewhat in the direction indicated above.

It need hardly be pointed out that this conclusion does not free us from the necessity of further development of non-propagating tubes. The absolute stability of the multicavity klystron at high gain and power output has won for it a permanent place as a narrow to moderate band amplifier and, some of its possibilities are as yet barely exploited. This paper does however supply an additional argument for devoting further efforts to the problem of isolation TWTs so that their potential virtues can be more fully utilized.

The author gratefully acknowledges many illuminating discussions with Drs. W.L. BEAVER, M. CHODOROW, and R.L. JEPSEN.

Il est possible, pratiquement, de généraliser ces méthodes pour les rendre applicables aux klystrons multicavité ; il est d'autre part évident que même dans le cas de l'accord décalé optimum, le gain est moins grand. Deuxièmement, les conditions optima du réglage décalé demandent des charges spécifiques différentes pour chacune des cavités et cette condition est difficile à contrôler en pratique. On peut donc conclure avec certitude que, bien que l'utilisation du réglage décalé a réduit la marge qui existait entre les tubes avec ou sans propagation d'onde, la préférence ira dans le sens des conclusions précédentes.

Il est nécessaire de se persuader que ces conclusions ne nous dispensent pas d'approfondir encore la question des tubes sans propagation. La stabilité absolue des klystrons multi-cavité même avec un grand gain et une grande puissance de sortie lui procure une place permanente dans les amplificateurs à bande étroite ou moyenne et certaines de ces propriétés sont encore à peine exploitées. Cet article apporte d'autre part de nouveaux arguments pour encourager de nouvelles études en vue d'améliorer l'isolement dans les T.P.O. de façon à ce que l'on puisse pleinement utiliser leurs qualités potentielles.

L'auteur remercie vivement Messieurs W.L. BEAVER, M. CHODOROW. et R.L. JEPSEN pour les intéressantes discussions qu'il a eues avec eux.

APPENDIX I

The incremental propagation constants of a TWT without loss or space charge are the roots of the equation

$$\delta^3(\delta + jb) = -j \qquad \text{(A1)}$$

where $b = \frac{1}{C}\left(\frac{\beta}{\beta_e} - 1\right)$ is a measure of the deviation from synchronism. The incremental propagation constant of the growing wave is denoted $\delta_1 = x_1 + j\,y_1$. The maximum value of x_1 occurs when $b = 0$ and is $\frac{1}{2}\sqrt{3}$. Whe wish to determine the frequency variation of x_1 near its maximum.

By Taylor's theorem

$$x_1 = x_1\Big|_{b=0} + \frac{1}{2}b^2 \frac{d^2x_1}{db^2}\Big|_{b=0} \qquad \text{(A2)}$$

By differentiating we obtain

$$\frac{d^2x_1}{db^2}\Big|_{b=0} = -\frac{1}{3\sqrt{3}} \qquad \text{(A3)}$$

so that

$$x_1 = \frac{\sqrt{3}}{2}\left(1 - \frac{b^2}{9}\right) \qquad \text{(A4)}$$

We now differentiate the definition of b, assuming C constant

$$\frac{db}{d\omega} = \frac{1}{\beta_e C}\left[\frac{d\beta}{d\omega} - \frac{\beta}{\beta_e}\frac{d\beta_e}{d\omega}\right] \qquad \text{(A5)}$$

When $b = 0$ $\omega = \omega_0$ and $\beta = \beta e$ so

$$b = \frac{\omega - \omega_0}{\beta_e C}\left[\frac{1}{v_g} - \frac{1}{v}\right] = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0 C}\left[\frac{v}{v_g} - 1\right] \qquad \text{(A6)}$$

APPENDICE I

Les constantes de propagation d'un T.P.O. sans perte et sans charge d'espace sont données par les racines de l'équation :

$$\delta^3(\delta + jb) = -j \qquad \text{(A1)}$$

où $b = \frac{1}{C}\left(\frac{\beta}{\beta_e} - 1\right)$ est l'écart de synchronisme. La constante de propagation qui correspond à l'onde croissante est désignée par $\delta_1 = x_1 + jy_1$. La valeur maximum de x_1 correspond à $b = 0$ et est égal à $\frac{1}{2}\sqrt{3}$. Nous allons chercher la variation de x_1 en fonction de la fréquence au voisinage de son maximum.

Du théorème de Taylor nous tirons :

$$x_1 = x_1\Big|_{b=0} + \frac{1}{2}b^2 \frac{d^2x_1}{db^2}\Big|_{b=0} \qquad \text{(A2)}$$

Par différenciation on obtient :

$$\frac{d^2x_1}{db^2}\Big|_{b=0} = -\frac{1}{3\sqrt{3}} \qquad \text{(A3)}$$

de sorte que :

$$x_1 = \frac{\sqrt{3}}{2}\left(1 - \frac{b^2}{9}\right) \qquad \text{(A4)}$$

Différencions maintenant la définition de b en supposant C constant :

$$\frac{db}{d\omega} = \frac{1}{\beta_e C}\left[\frac{d\beta}{d\omega} - \frac{\beta}{\beta_e}\frac{d\beta_e}{d\omega}\right] \qquad \text{(A5)}$$

Quand $b = 0$; $\omega = \omega_0$ et $\beta = \beta e$ on a :

$$b = \frac{\omega - \omega_0}{\beta_e C}\left[\frac{1}{v_g} - \frac{1}{v}\right] = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0 C}\left[\frac{v}{v_g} - 1\right] \qquad \text{(A6)}$$

When the tube is operated in the dispersive region $v \gg v_g$ and

$$b \cong \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \frac{v}{C} \frac{v}{v_g} \qquad \text{(A7)}$$

Substituting (A7) in (A4) we obtain

$$x_1 = \frac{\sqrt{3}}{2}\left[1 - \frac{1}{9}\frac{(\omega - \omega_0)^2}{\omega_0^2}\frac{1}{C^2}\frac{v_g^2}{v^2}\right] \qquad \text{(A8)}$$

This is equation (2) of the text.

For a tube operated in the non-dispersive region equation (A8) will predict too narrow a bandwidth. For example, a tube with a sheath helix operated with $v = v_g$ will have

$$x_1 = \frac{\sqrt{3}}{2}\left[1 - \frac{1}{2}\frac{(\omega - \omega_0)^2}{\omega_0^2}\right] \qquad \text{(A9)}$$

APPENDIX II

We wish to obtain an expression for the characteristic impedance of a resonator obtained by short circuiting a section of delay line (this argument is due to M. CHODOROW).

$$\frac{M^2 R}{Q} = \frac{l E^2}{2 \omega W} \qquad \text{(A9)'}$$

where l is the length of the resonator, E is the interaction electric field, and W is the stored energy per unit length. Now.

$$W = \frac{2P}{v_g} \qquad \text{(A10)}$$

where P is the power flow in a running wave ; so

$$\frac{M^2 R}{Q} = \frac{v_g}{4\omega}\frac{E^2}{P} = l\frac{v_g}{2\omega}\left(\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)^2 \frac{E^2}{2\beta^2 P} = \frac{l}{\lambda_g}\pi\frac{v_g}{v}\frac{E^2}{2\beta^2 P} \qquad \text{(A11)}$$

where we have used $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$ and $v = \frac{\omega}{\beta}$

Now the resonator will be integral number of half wavelengths long, so $\frac{l}{\lambda_g} = \frac{n}{2}$; and the gain parameter C of a TWT is defined by

$$C^3 = \frac{I_0}{4 V_0}\frac{E^2}{2\beta^2 P} \qquad \text{(A11)'}$$

and hence

$$\frac{M^2 R}{Q} = \frac{n\pi}{2}\frac{v_g}{v}\frac{4 V_0}{I_0} C^3 \qquad \text{(A12)}$$

with $n = 1$, this is equation (6) of the text.

APPENDICE II

Nous désirons obtenir une expression de l'impédance caractéristique du résonateur obtenu en court-circuitant une section de ligne à retard. (Ce raisonnement est dû à M. CHODOROW).

où l est la longueur du résonateur, E est le champ électrique d'interaction et W l'énergie emmagasinée par unité de longueur.

On a :

où P est le flux de puissance de l'onde progressive ; ainsi

où nous avions posé $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$ et $v = \frac{\omega}{\beta}$.

Le résonateur aura pour longueur un nombre entier de demi-longueurs d'onde, soit $\frac{l}{\lambda_g} = \frac{n}{2}$ et ainsi le paramètre de gain C d'un T. P. O. est défini par :

et par suite :

dans le cas où $n = 1$ nous retrouvons l'équation (6) du texte.

APPENDIX III

In this appendix we will work out an expression for the gain of a multicavity klystron consisting of identical, equally spaced cavities. We include longitudinal spacecharge debunching for generality, and later make the approximation of zero spacecharge as used in the text.

If we denote quantities measured in the gap of the n^{th} resonator by a subscript n, the voltage induced in the n^{th} cavity is given by

$$V_n = i_n \frac{M R}{1 + j\,2\,Q \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}} \qquad \text{(A13)}$$

where i is the *r-f* convection current in the beam. The gap voltage velocity modulates the beam, giving rise to an *r-f* current component (6)

$$i = -j e^{-j\theta} M V \frac{I_0}{2 V_0} \theta \frac{\sin \frac{\omega_2}{\omega}\theta}{\frac{\omega_2}{\omega}\theta} \qquad \text{(A14)}$$

where θ is the drift angle to the point where i is measured, and ω_2 is the modified plasma frequency.

The current in the gap of the n^{th} cavity is the sum of all the current generated in the preceding cavities :

$$i_n \sum_{k=1}^{n-1} -j M V K \frac{I_0}{2 V_0} (n-k)\theta_0 \, e^{-j(n-k)\theta_0} \frac{\sin (n-k)\frac{\omega_2}{\omega}\theta_0}{(n-k)\frac{\omega_2}{\omega}\theta_0} \qquad \text{(A15)}$$

where θ_0 is the drift angle between adjacent gaps.
Combining equations (A13) and (A15) yields

$$V_n = -j \frac{M^2 R}{1 + j\,2\,Q \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}} \frac{I_0}{2 V_0} \theta_0 \sum_{k=1}^{n-1} V_k (n-k) e^{-j(n-k)\theta_0} \frac{\sin (n-k)\frac{\omega_2}{\omega}\theta_0}{(n-k)\frac{\omega_2}{\omega}\theta_0} \qquad \text{(A16)}$$

Since we are interested in gain, the phase of Vn is immaterial ; hence by using $V_n = \exp(-jn\theta_0) V'_n$ and

$$\zeta \equiv - \frac{j M^2 R}{1 + j\,2\,Q \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}} \frac{I_0}{2 V_0} \theta_0 \qquad \text{(A17)}$$

we obtain

$$V'_n = \zeta \sum_{k=1}^{n-1} V'_k (n-k) \frac{\sin (n-k)\frac{\omega_2}{\omega}\theta_0}{(n-k)\frac{\omega_2}{\omega}\theta_0} \qquad \text{(A18)}$$

APPENDICE III

Dans cet appendice nous calculerons une expression du gain d'un klystron multicavité, constitué par des cavités identiques et également espacées. Nous tiendrons compte du dégroupement longitudinal dû à la charge d'espace, nous ferons ensuite l'hypothèse qu'elle est nulle comme nous l'avions supposé dans le texte.

Nous noterons les quantités relatives à l'espace d'interaction du $n^{ième}$ résonateur par l'indice n ; la tension induite dans le $n^{ième}$ cavité prend alors la forme :

$$V_n = i_n \frac{M R}{1 + j\,2\,Q \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}} \qquad \text{(A13)}$$

où i est le courant de convection H. F. dans le faisceau. Les variations de tension à la hauteur de la cavité module le faisceau, et augmente la composante H. F. au courant :

$$i = -j e^{-j\theta} M V \frac{I_0}{2 V_0} \theta \frac{\sin \frac{\omega_2}{\omega}\theta}{\frac{\omega_2}{\omega}\theta} \qquad \text{(A14)}$$

où θ_0 est la phase au point où i est mesuré, et ω^2 est la fréquence de plasma modifiée.

Le courant à la hauteur de la $n^{ième}$ cavité est la somme des courants engendrés dans les précédentes cavités :

$$i_n \sum_{k=1}^{n-1} -j M V K \frac{I_0}{2 V_0} (n-k)\theta_0 \, e^{-j(n-k)\theta_0} \frac{\sin (n-k)\frac{\omega_2}{\omega}\theta_0}{(n-k)\frac{\omega_2}{\omega}\theta_0} \qquad \text{(A15)}$$

où θ_0 est le déphasage entre deux cavités adjacentes. En combinant les équations (A13) et (A15) on a :

$$V_n = -j \frac{M^2 R}{1 + j\,2\,Q \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}} \frac{I_0}{2 V_0} \theta_0 \sum_{k=1}^{n-1} V_k (n-k) e^{-j(n-k)\theta_0} \frac{\sin (n-k)\frac{\omega_2}{\omega}\theta_0}{(n-k)\frac{\omega_2}{\omega}\theta_0} \qquad \text{(A16)}$$

Puisque nous ne nous intéressons qu'au gain, la phase de V_n est sans importance, et par suite en utilisant pour V_n la forme $V_n = \exp.(-j\,n\,\theta_0) V'_n$

et :

$$\zeta \equiv - \frac{j M^2 R}{1 + j\,2\,Q \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}} \frac{I_0}{2 V_0} \theta_0 \qquad \text{(A17)}$$

nous obtenons :

$$V'_n = \zeta \sum_{k=1}^{n-1} V'_k (n-k) \frac{\sin (n-k)\frac{\omega_2}{\omega}\theta_0}{(n-k)\frac{\omega_2}{\omega}\theta_0} \qquad \text{(A18)}$$

Equation (A 18) can be differenced twice to yield a second-order finite difference equation for V'_n ; thus

Nous pouvons différencier deux fois l'équation (A18) et obtenir une équation différentielle du second ordre par rapport à V'_n, d'où

$$V'_{n+2} - \left[2 \cos \frac{\omega_q}{\omega} \theta_0 + \zeta \frac{\sin \frac{\omega_q}{\omega} \theta_0}{\frac{\omega_q}{\omega} \theta_0} \right] V'_{n+1} + V'_n = 0 \qquad \text{(A19)}$$

We could solve equation (A19) and put in boundary conditions to obtain an expression for the gain of a klystron including space charge forces. In the interest of simplicity , however, we here make the kinematic approximation $\frac{\omega_q}{\omega} \theta_0 \ll 1$ so that equation (A19) becomes

Nous pouvons résoudre l'équation (A19) et y introduire les conditions aux limites, nous obtiendrons une expression qui tiendra compte des forces de charges d'espace. Dans le but de simplifier, nous ferons ici l'approximation cinématique : $\frac{\omega_q}{\omega} \delta_0 \ll 1$, de sorte que l'équation (A19) devient :

$$V'_{n+2} - (2 + \zeta) V'_{n+1} + V'_n = 0 \qquad \text{(A20)}$$

Solving equation (A20) and inserting boundary conditions we obtain

Nous obtenons en résolvant l'équation (A20) compte tenu des conditions aux limites.

$$\frac{V'_n}{V'_1} = \frac{\zeta}{2\sqrt{\zeta + \frac{\zeta^2}{4}}} \left[\left(1 + \frac{\zeta}{2} + \sqrt{\zeta + \frac{\zeta^2}{4}} \right)^{n-1} - \left(1 + \frac{\zeta}{4} - \sqrt{\zeta + \frac{\zeta^2}{4}} \right)^{n-1} \right] \qquad \text{(A21)}$$

If the gain is large, the second terme in equation (A21) is negligible.

It can be shown, by means of this equation, that the maximum gain per unit length , and the maximum gain bandwidth product, are obtained when the cavities are made adjacent. Thus if the length of each cavity is l and the distance to the *nth* cavity is z

si le gain est grand le second terme de l'équation (A21) est négligeable.

On peut montrer au moyen de cette équation que le maximum du gain par unité de longueur et le maximum du produit gain-largeur de bande ont lieu quand les cavités sont rendues adjacentes. Ainsi si la longueur d'une cavité est l et la distance de la n[ième] cavité est z, on doit avoir :

$$n - 1 = \frac{z}{l} \qquad \text{(A22)}$$

We now recall from Appendix II that we will be interested in cavities with $l = \frac{\lambda_g}{2} = \frac{\pi}{\beta_e}$, so

Si nous nous rappelons que dans l'appendice II nous avions considéré des cavités de longueur $l = \frac{\lambda_g}{2} = \frac{\pi}{\beta_e}$, on a :

$$\frac{V'_n}{V'_1} = \frac{\zeta}{2\sqrt{\zeta + \frac{\zeta^2}{4}}} \exp \left\{ \frac{\beta_e}{\pi} z \log \left(1 + \frac{\zeta}{2} + \sqrt{\zeta + \frac{\zeta^2}{4}} \right) \right\} \qquad \text{(A23)}$$

This is equation (4) of the text.

qui est l'équation (4) du texte).

The frequency dependence of this expression is primarily due to the presence of ζ in the exponent. As is pointed out in the text, this dependence is too complicated to permit an explicit analytical form to be written ; we will treat the limiting cases $|\zeta| \gg |$ and $|\zeta| \ll |$ instead,

La dépendance de cette expression par rapport à la fréquence est principalement due à la présence de ζ dans l'exponentielle. Comme nous l'avons déjà dit dans le texte, cette dépendance est trop compliquée pour permettre de trouver une expression analytique explicite ; nous ne traiterons donc que les deux cas limites $|\zeta| \gg 1$ et $|\zeta| \ll 1$.

From equation (A23), we obtain with $|\zeta| \gg 1$

Pour le cas où $|\zeta| \gg 1$ l'équation (A23) donne :

$$\left| \frac{V'_n}{V'_1} \right| = \exp \left\{ \frac{\beta_e}{\pi} z \log |\zeta| \right\} \qquad \text{(A24)}$$

where

où

$$|\zeta| = \left| \frac{\pi M^2 R I_0}{2 V_0} \frac{1}{1 + j 2Q \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}} \right| \cong \frac{\pi M^2 R I_0}{2 V_0} \left[1 - 2 Q^2 \frac{(\omega - \omega_0)^2}{\omega_0^2} \right] \qquad \text{(A25)}$$

in the vicinity of resonance, and

au voisinage de la résonance, et

$$\log|\zeta| = \log\frac{\pi M^2 R I_0}{2V_0} + \log\left[1 - 2Q^2\frac{(\omega-\omega_0)^2}{\omega_0^2}\right] \cong \log\frac{\pi M^2 R I_0}{2V_0} - 2Q^2\frac{(\omega-\omega_0)^2}{\omega_0^2} \qquad (A26)$$

so that

de sorte que

$$\left|\frac{V_n'}{V_1'}\right| = exp\left\{\frac{\beta_e}{\pi} z \log\frac{\pi M^2 R I_0}{2V_0}\left[1 - \frac{2Q^2\frac{(\omega-\omega_0)^2}{\omega_0^2}}{\log\frac{\pi M^2 R I_0}{2V_0}}\right]\right\} \qquad (A27)$$

This is equation (5a) of the text.

If $|\zeta| \ll 1$, equation (A23) reduces to

c'est l'équation (5a) du texte.

Pour le cas où $|\zeta| \ll 1$ l'équation (A23) donne :

$$\left|\frac{V_n'}{V_1'}\right| = \left|\frac{\sqrt{\zeta}}{2} \exp\left\{\frac{\beta_e}{\pi} z\sqrt{\zeta}\right|\right\} \qquad (A28)$$

This expression has its maximum when the real part of ζ is maximum. To compute this, let

Cette expression est maximum quand la partie réelle de ζ est maximum. Pour pouvoir calculer ce maximum, posons :

$$2Q\frac{\omega-\omega_0}{\omega_0} \equiv X \qquad (A28)'$$

so that

si bien que

$$\zeta = -j\frac{\pi M^2 R I_0}{2V_0}\frac{1}{1+jX} \qquad (A28)''$$

and

et enfin

$$\sqrt{\zeta} = \left(\frac{\pi M^2 R I_0}{2V_0}\right)^{1/2}\left(\frac{-j}{1+jX}\right)^{1/2} \qquad (A29)$$

The real part of expression (A29) has its maximum when $X = X_0 = -\frac{1}{\sqrt{3}}$ that is, when the cavities are inductively detuned, and its value at maximum is

La partie réelle de l'expression (A29) est maximum quand $X = X_0 = -\frac{1}{\sqrt{3}}$, c'est-à-dire quand la cavité est déréglée inductivement, et la valeur de ce maximum est alors :

$$(\mathcal{R}\sqrt{\zeta})_{max} = \frac{3^{3/4}}{2^{3/2}}\left(\frac{\pi M^2 R I_0}{2V_0}\right)^{1/2} \qquad (A30)$$

Then by expanding about this point in powers of $X - X_0$ we finally obtain.

Si nous développons maintenant autour de ce point en fonction des puissances de $x - x_0$, nous obtenons finalement

$$(\mathcal{R}\sqrt{\zeta}) = \frac{3^{3/4}}{2^{3/2}}\left(\frac{\pi M^2 R I_0}{2V_0}\right)^{1/2}\left[1 - \frac{9}{32}(x-X_0)^2\right] \qquad (A31)$$

and

et

$$G = \frac{1}{2}\left|\sqrt{\zeta}\right| \exp\left\{\frac{\beta_e}{\pi} z \frac{3^{3/4}}{2^{3/2}}\left(\frac{\pi M^2 R I_0}{2V_0}\right)^{1/2}\left[1 - \frac{9}{8}Q^2\frac{(\omega-\omega_0)^2}{\omega_0^2}\right]\right\} \qquad (A32)$$

which is equation (5b) of the text.

qui est l'équation (5b) du texte.

BIBLIOGRAPHIE — REFERENCES

[1] J.R. Pierce, Traveling-Wave Tubes, Van Nostrand, N. Y., 1950, p. 195.

[2] Ref. (1), Chapter 4 ; also Craig, *Tech. Rept.* No. 36, Electronics Res. Lab., Stanford Univ., 1954.

[3] T. Wessel-Berg, private communication.

[4] L.R. Walker, unpublished : referred to in Ref. (1).

[5] See for example G.E. Valley and H. Wallman, Vacuum Tube Amplifiers, Mc Graw-Hill, N. Y., 1948, Chapter 4.

[6] D.R. Hamilton, J.K. Knipp, J.B.H. Kuper, Klystrons and Microwave Triodes, Mc Graw-Hill, New York, 1948.

N^os 3.05 et 3.06. — Contrôle expérimental de la théorie du second ordre du klystron reflex

PAR

MUSSON-GENON et METIVIER

Compagnie Française Thomson-Houston, Paris

1er PARTIE — 3.05

Introduction.

Pendant longtemps la comparaison des résultats expérimentaux et des résultats déduits de la théorie du fonctionnement du klystron reflex mettait en évidence des différences très importantes, tant du point de vue puissance de sortie que du point de vue bande de fréquence. Dans cette théorie que nous appellerons du premier ordre, on calcule l'admittance du faisceau électronique en supposant entre autres :

— des temps de transit infiniment courts dans l'espace HF,

— un champ de freinage uniforme,

— un faisceau cylindrique parallèle à l'axe du tube,

— l'élimination des électrons après avoir franchi au retour l'espace HF.

L'étude théorique de ces différents phénomènes conduit à une expression plus rigoureuse de l'admittance du faisceau électronique, dite du second ordre.

$$Y_E = \frac{2\alpha\beta\,\Phi\,I_o}{V_{HF}}\,J_1\left(\frac{\beta F\,V_{HF}\,\theta n}{2\,V_0}\right)\,e^{\,j\left(\frac{\pi}{2}-\theta\right)} + Y_{P.M}$$

où :

α est la fraction du courant cathodique qui traverse effectivement le champ HF au retour, lié à l'opacité des grilles et à la qualité de l'optique électronique. αI_0 est le courant utile dans l'espace HF.

β le coefficient de modulation lié au temps de transit non négligeable dans l'espace HF.

$$\beta = \frac{V_{ev}}{V_{HF}}$$

V_{ev} est l'amplitude de la modulation de vitesse exprimée en volts.

V_{HF} le travail du champ électrique HF sur l'axe de la cavité. $\beta = 1$ pour un espace HF infiniment court.

Φ le coefficient d'aberration de phase, lié au fait que toutes les trajectoires électroniques dans le faisceau ne sont pas parallèles à l'axe.

I_0 le courant cathodique.

J_1 la fonction de Bessel d'ordre 1.

F le coefficient caractérisant la non uniformité du champ pendant le groupement des électrons. Il peut être considéré en première approximation comme le produit d'un coefficient F_1 lié au temps de transit fini dans l'espace HF, par un coefficient F_2 lié aux phénomènes de charge d'espace.

θ le temps de transit moyen des électrons pendant le groupement, compté du milieu de l'espace HF.

V_0 la tension d'accélération.

Cette formule, dans le cas de petits signaux où V_{HF} est petit devant V_0 se réduit à

$$Y_E = \frac{\alpha\beta^2\,\Phi\,F\,\theta\,I_0}{V_0}\,e^{\,j\left(\frac{\pi}{2}-\theta\right)}.$$

Si l'on connaît d'autre part les grandeurs caractéristiques du circuit équivalent à la cavité résonnante R, L, C en l'absence du faisceau, et le coefficient de surtension de la cavité chargée par le faisceau seul (qui augmente les pertes de la cavité par suite du temps de transit fini dans l'espace HF), puis de la cavité couplée au dispositif d'utilisation de l'énergie hyperfréquence produite par le klystron, on peut en déduire la puissance utile et la bande d'accord électronique.

Réciproquement à partir d'un certain nombre de mesures sur le klystron reflex on pourra déterminer les différents paramètres considérés précédemment et vérifier ainsi la validité de la théorie dite du second ordre. Les résultats expérimentaux présentés ont été obtenus sur un klystron *TH* 2220 (fig. 1) interchangeable avec le klystron Varian *VA* 220 à cavité externe, donnant une puissance de sortie de l'ordre du watt pour une haute tension de 750 V.

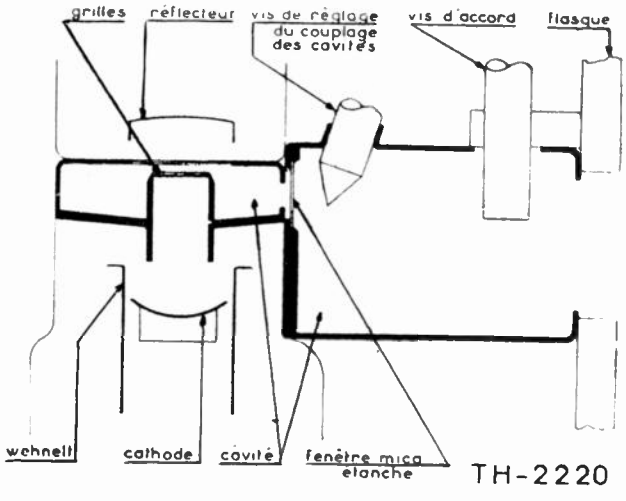


FIG. 1

Etude du circuit.

Dans cette première partie nous considérons d'abord les grandeurs caractéristiques du circuit.

Etude de la cavité résonnante seule.

La cavité résonnante *seule* peut être assimilée au voisinage de la résonance à un circuit à constantes localisées ayant :

— même pulsation de résonance ω_0.

— même coefficient de surtension Q_0.

— une tension V appliquée, égale à l'intégrale du champ électrique prise le long de l'axe de la cavité, pour une même puissance dissipée W.

Connaissant f_0, Q_0, W et V on déduit les constantes L, C, R par :

$$\omega_0^2 LC = 1$$

$$Q_0 = \frac{R}{\omega_0 L}$$

$$W = \frac{V^2}{R}$$

Avec le montage schématisé fig. 2.

— Q_0 peut être déterminé à partir de mesures d'impédances dans la ligne de transmission ; pour la cavité accordée et la cavité désaccordée suivant la méthode indiquée par Slater dans « Klystrons and Microwave Triodes » publié par le *M.I.T.* ;

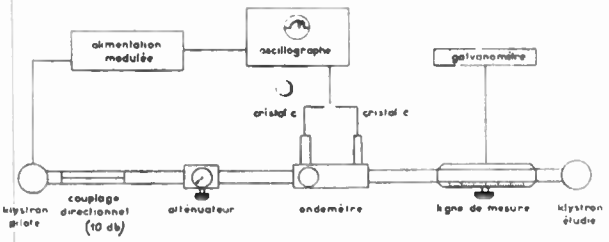


Fig. 2

— la mesure de la puissance dissipée dans la cavité est déduite de la mesure de la puissance fournie par le klystron générateur utilisé pour la mesure et du T.O.S. présenté par la cavité étudiée.

La mesure de la tension V peut être effectuée en faisant traverser l'espace *HF* par un faisceau d'électrons dans des conditions telles qu'il modifie peu les pertes dans la cavité. Ceci est obtenu en effectuant la mesure sur le klystron avec une tension accélératrice telle, que le courant cathodique soit de quelques mA. La tension V est β fois la tension réflecteur qui correspond à l'apparition d'un courant électronique réflecteur, lorsque l'on fait varier par exemple la puissance incidente W_0 ; β est connu théoriquement avec une bonne précision.

La figure 3 représente la variation du courant réflecteur en fonction de la puissance incidente pour un *TH* 2220. Si l'on calcule l'impédance shunt de la cavité à partir des valeurs correspondant à l'apparition du courant réflecteur, on trouve des valeurs incompatibles avec les autres résultats expérimentaux, mais on peut remarquer différents coudes. Ces coudes correspondent en réalité à des parcours multiples. L'énergie des électrons étant d'autant plus grande qu'ils ont traversé plus de fois l'espace *HF*.

Si l'on considère la valeur de W correspondant à une seule traversée de l'espace *HF*, on en déduit R et le rapport $\frac{1}{\omega_0 C} = \frac{R}{Q}$ qui intervient dans toutes les mesures combinant la cavité et le faisceau électronique. On peut estimer à 20 % environ l'erreur possible commise sur la détermination de $\frac{1}{\omega_0 C}$. On

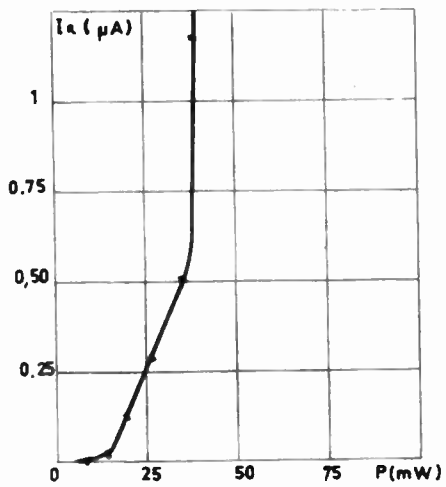


Fig. 3

trouve $\frac{1}{\omega_0 C} = 51$ pour le *TH* 2220 considéré. La figure 4 représente la même mesure à une échelle différente. Le maximum observé est analogue à celui obtenu en l'absence d'oscillations, lorsque la tension réflecteur croît positivement à partir de zéro.

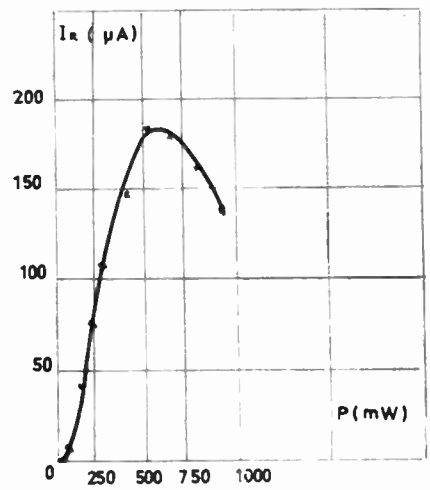


Fig. 4

On peut appliquer la même méthode par mesure directe de la tension *HF* du klystron en oscillation débitant sur une charge adaptée, en cherchant les valeurs de V_0 et V_R correspondant à l'apparition du courant réflecteur ; mais cette méthode est beaucoup moins précise par suite de l'existence des parcours multiples.

Ce rapport $\frac{R}{Q}$ peut aussi être obtenu expérimentalement par d'autres méthodes moins directes, soit par des mesures sur le

klystron en oscillation, soit par des mesures à froid sans faisceau électronique.

MESURES EN OSCILLATIONS.

Considérons d'abord les mesures en oscillation.

Si l'on désigne par Y l'admittance vue de l'espace HF et par Z la valeur correspondante mesurée dans la ligne de transmission, on a :

$$\frac{1}{Z} = k^2\, Y \text{ par définition,}$$

$$\text{on en déduit } \left(\frac{R}{Q}\right) = \frac{Qext}{k^2}$$

où $Qext$ est défini à partir des mesures indiquées précédemment pour la détermination du coefficient de surtension de la cavité seule.

Si l'on calcule Y et si l'on mesure Z et $Qext$ on peut en déduire $\frac{R}{Q}$. Pour augmenter la précision, on peut mesurer Z en fonction de la tension réflecteur, la courbe représentative devant être homothétique de la courbe représentant les variations de l'admittance du faisceau électronique en fonction du temps de transit θ dans l'espace de groupement (voir fig. 10. Nous reviendrons d'ailleurs sur cette détermination plus en détails dans la deuxième partie de l'exposé). Pour le TH 2220 déjà considéré on trouve ainsi une valeur $\frac{R}{Q} = 56$.

Si l'on part de la mesure des bandes d'accord électronique et de la valeur calculée de Y, on trouve pour $\frac{R}{Q}$ des valeurs variant de 26 à 44 suivant le mode considéré.

Considérons maintenant les mesures à froid sans le faisceau électronique.

Nous avons vu que $\omega^2_0\, L\, C = 1$

$$Q = R\,\omega_0\, C$$

$$\text{d'où l'on tire } \frac{2\Delta f}{f^0} = -\frac{\Delta C}{C}$$

$$\text{et } \frac{R}{Q} = \frac{1}{\omega^0 C} = -\frac{1}{\pi f_0^2}\frac{\Delta C}{\Delta f}$$

Le principe de cette mesure a été utilisé initialement par R.L. SPROULD, E.G. LINDER et N.W. HANSEN qui opéraient avec des cavités de formes diverses ayant des dimensions de l'ordre du « pouce », limitées par des parois conductrices pleines.

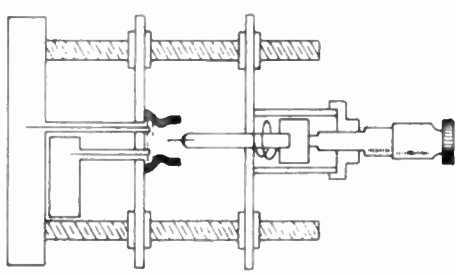


FIG. 5

Nous avons appliqué cette méthode à des cavités de klystrons munies de grilles en faisant pénétrer dans une maille de la cavité un fil de tungstène ayant un diamètre de l'ordre du 1/10 de mm, et fixé à l'extrémité d'une tige de verre (fig. 5).

La mesure de la variation de fréquence produite a été déterminée sur le montage indiqué fig. 6 où la tension réflecteur est modulée par une tension alternative, à 50 Hz par exemple. Le balayage en dent de scie de l'oscillagraphe est réglé de telle sorte que sa période soit égale à $n + \frac{1}{2}$ périodes de la tension modulatrice.

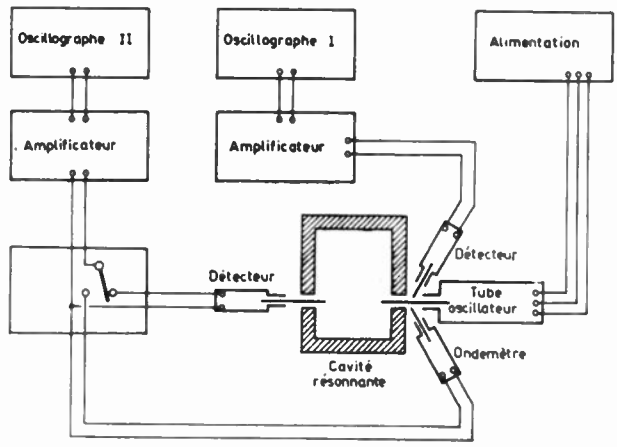


FIG. 6

Dans ces conditions on observe une double trace pour les variations de la puissance de sortie au cours du temps (par exemple) si l'on n'est pas réglé au maximum de la courbe, et une seule trace si l'on est au maximum (fig. 7).

On réalise ainsi une méthode de coïncidence très sensible, qui permet de mesurer les fréquences en valeur relative à mieux de 10^{-5}.

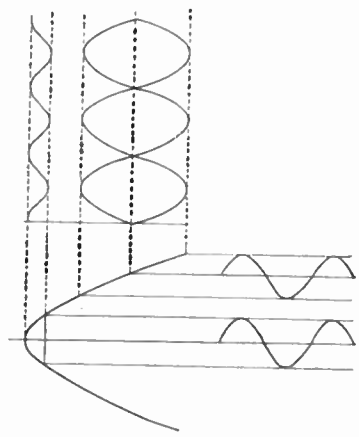


FIG. 7

La mesure de la variation de la capacité ΔC a été effectuée en déterminant à la cuve électrolytique sur un modèle à grande échelle (100 par ex.), la variation ΔC de la capacité produite effectivement. Du fait des faibles dimensions de la région axiale considérée, par rapport à la longueur d'onde, la distribution du champ électrique dans l'espace HF coïncide sensiblement avec celle du champ statique obtenu en portant les deux éléments limitant l'espace HF (supposés isolés électriquement) à des potentiels continus différents.

La mesure de la variation Δc de la capacité peut alors être ramenée à la variation ΔR de la résistance de l'électrolyte, produite par l'enfoncement du plongeur.

Les variations de résistance ΔR très faibles, de l'ordre de l'ohm sont mesurées par une méthode de compensation.

A titre d'exemple, la figure 8 représente les variations de Δf en fonction de ΔC pour un klystron 3 cm *TH* 2225 interchangeable avec le 2 K25. Sur cette courbe on observe une partie linéaire qui montre que l'on peut effectuer la mesure correctement pour des pénétrations du plongeur allant jusqu'à 20 % de la distance entre les grilles. On peut estimer à 5 % l'erreur commise sur la détermination du rapport $\frac{R}{Q}$.

D'une façon générale, l'accord entre les différentes méthodes expérimentales est satisfaisant, mais on ne peut comparer avec les valeurs théoriques par suite de la complexité des calculs à mettre en œuvre pour déterminer $\frac{1}{\omega_0}$.

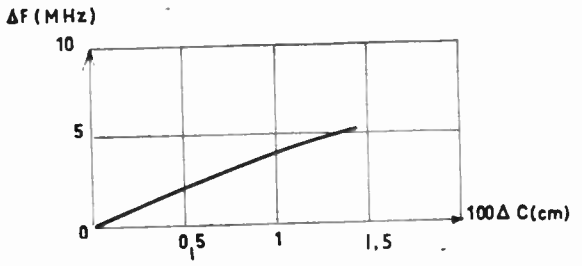


FIG. 8

ETUDE DE LA CAVITÉ CHARGÉE.

Connaissant les paramètres caractéristiques de la cavité seule, il nous reste à trouver les paramètres caractéristiques de la cavité chargée par le faisceau électronique et par la ligne de transmission.

Par le faisceau électronique.

Considérons d'abord la charge par le faisceau électronique. Elle pourra être caractérisée par la valeur du coefficient de surtension, en assimilant l'énergie perdue dans le faisceau à l'énergie perdue par effet Joule dans les parois de la cavité. Cette valeur peut être déduite de la mesure de la pente fréquence/volts réflecteur en oscillation au maximum du lobe de puissance, comme il est indiqué dans « Klystrons and Microwave Triodes » publié par le *M.I.T.*, en court-circuitant la ligne de couplage au ras de la cavité, par exemple. Les résultats des mesures effectuées sur le *TH* 2220 sont représentés sur la figure 9.

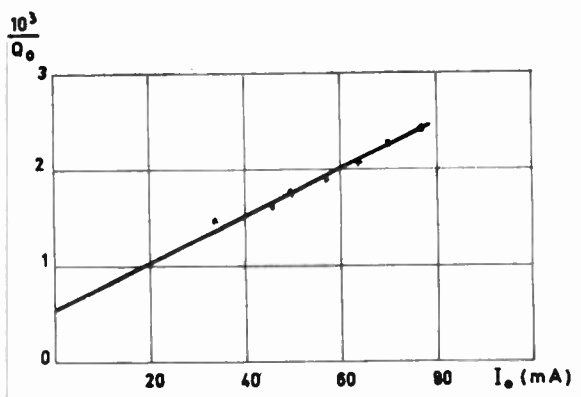


FIG. 9

Si l'on compare l'accroissement de perte déterminé expérimentalement, à l'accroissement des pertes calculées à partir des phénomènes de temps de transit fini dans l'espace *HF*, on trouve un rapport 5 environ entre ces deux valeurs. Il est probable que cet écart est plutôt dû aux phénomènes d'émissions secondaires dans les grilles (ou au voisinage de celles-ci) dont l'existence s'est trouvée confirmée par les mesures de la tension V_{HF} indiquées précédemment, d'autant plus que la pente de la courbe expérimentale est du signe contraire de la pente de la courbe théorique.

Par la ligne de transmission.

Son influence pourra être caractérisée par la mesure du coefficient de surtension déduite de la mesure de la pente fréquence volts réflecteur, comme indiqué précédemment, mais la cavité étant chargée par la ligne de transmission.

Nous aurons ainsi défini les différentes grandeurs caractéristiques du circuit, nécessaires pour la détermination des paramètres de l'expression du second ordre de l'admittance du faisceau électronique.

2° PARTIE — 3.06

Nous avons vu précédemment que dans le cas des petits signaux, l'expression de l'admittance du faisceau électronique était :

$$Y_E = \frac{\alpha \beta^2 \Phi F \theta I_0}{V_0} e^{j\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)}$$

Cette étude a été faite sur le klystron *TH*2220 pour lequel nous avons déterminé expérimentalement le rapport R/Q que nous prendrons égal à 45, pour une tension cavité de 500 V au lieu des 750 V des conditions normales d'utilisation. Cette valeur a été choisie pour pouvoir mieux comparer la théorie et l'expérience. Les mesures ont été faites soit en oscillation, soit en excitant le klystron par un autre générateur comme indiqué dans la première partie pour la mesure de l'impédance shunt de la cavité avec le faisceau électronique.

Nous allons considérer successivement la détermination des différentes grandeurs de l'expression de l'admittance, autres que I_0 et V_0, qui ne nécessitent que des appareils de mesure justes.

DÉTERMINATION DU COEFFICIENT α.

Cette détermination peut être effectuée à la cuve électrolytique compte tenu de la charge d'espace, en utilisant la méthode développée par MM. CAHEN et PICQUENDAR. Elle peut être effectuée directement sur le tube à partir de la mesure du courant réflecteur, celui-ci étant porté au potentiel de la cavité ou au maximum du courant réflecteur pour des faibles valeurs de V_r, et ceci avec plus de précision par des mesures effectuées sur des montages spéciaux éliminant les causes d'erreurs liées aux phénomènes d'émissions secondaires. Ils consistent essentiellement à disposer de part et d'autre de la grille dont on veut mesurer l'opacité, deux grilles identiques ayant une fonction analogue à celles d'anneaux de garde et portées au même potentiel, de telle sorte qu'il y ait compensation des émissions secondaires de chaque grille. On trouve ainsi, pour α, de l'ordre de 0,35 pour le *TH* 2220 étudié.

La mesure de θ peut se faire en oscillation à partir de la détermination de l'ordre d'oscillation n par $\theta = 2\pi (n + 3/4)$ au maximum du lobe de puissance, suivant une méthode indiquée par le Professeur CHODOROW, à partir des courbes donnant V_0 en fonction de V_R à fréquence constante, pour les différents modes.

Pour vérifier que le temps de transit θ doit bien être compté à partir du milieu de l'espace *HF*, on peut étudier les variations de θ en fonction de la tension réflecteur, le klystron étant excité par un autre générateur (fig. 2).

L'admittance mesurée dans la ligne de transmission est :

$$Y = G_0 + j S_0 + k^2 Y_E$$

où G_0 et S_0 caractérisent les pertes dans la cavité et Y_E le faisceau électronique.

La courbe représentative de Y, donc de Y_E à une homothétie près, en fonction de V_R est représentée sur la figure 10, cotée en tension réflecteur.

On en déduit la courbe de θ en fonction de $\frac{V_0 + V_R}{V_0}$ (fig. 11) qui devrait être une droite à V_0 constant et V_R variable dans le cas d'un champ uniforme. L'ordonnée à l'origine définit alors le temps de transit dans l'espace *HF*.

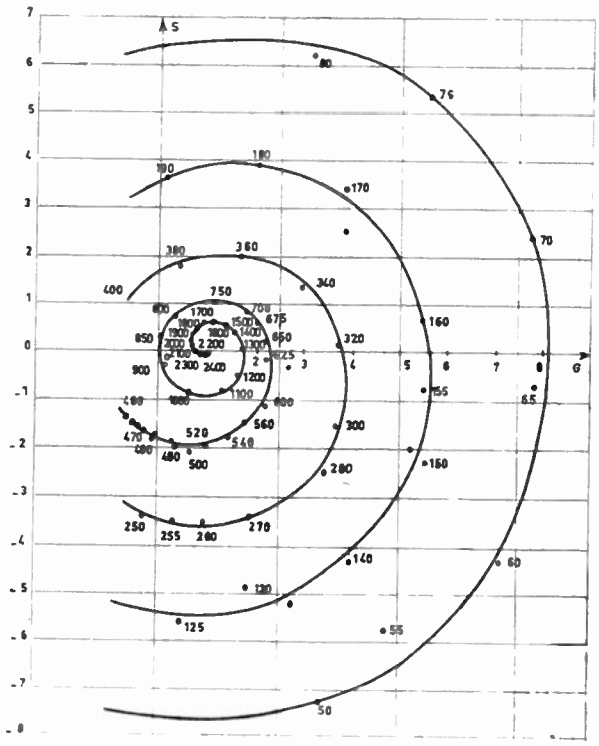


FIG. 10

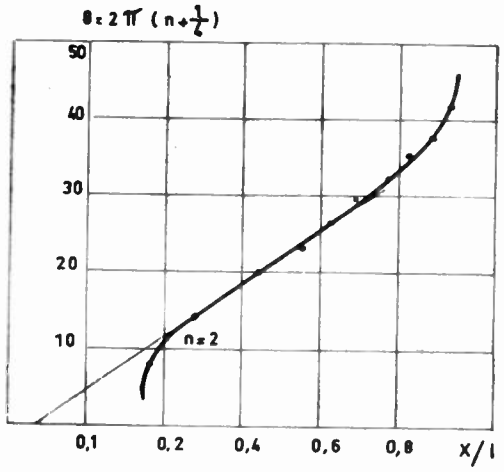


FIG. 11

Compte tenu de l'épaisseur des grilles, le calcul, en supposant l'espace *HF* infiniment mince équivalent, placé au milieu de l'espace *HF* de la cavité donne comme valeur 1,45 π, alors que l'ordonnée à l'origine est de 1,5 π + 10 %. L'accord est donc excellent. De plus, on peut constater que le champ peut être considéré comme pratiquement uniforme pour les modes 2 à 6, et que pour des modes inférieurs à $n = 2$, les hypothèses de base de la théorie du premier ordre ne sont plus valables, comme le laisse prévoir la théorie du second ordre.

DÉTERMINATION DU COEFFICIENT β.

Si l'on a déterminé l'impédance shunt de la cavité par la méthode de la cuve électrolytique, on peut déduire β de la mesure de la tension réflecteur comme indiqué dans la première partie pour la mesure de l'impédance shunt avec le faisceau électronique, mais cette mesure n'ayant pas été effectuée sur le *TH 2220* étudié, nous utiliserons dans ce qui suit la valeur théorique du coefficient β telle qu'elle a été calculée par PIERCE.

DÉTERMINATION DU COEFFICIENT *F*.

Cette mesure est effectuée sur le klystron en oscillation suivant une méthode décrite par le Professeur CHODOROW dans le *P.I.R.E.* Elle nécessite :

— la mesure de la puissance de sortie maximum $Wu.$ max en fonction de la charge et du Q en charge dans ces conditions.

— La connaissance de V_0, de θ, du coefficient de surtension de la cavité chargée par le faisceau, dans ces conditions, du coefficient β et du rapport $\frac{R}{Q}$.

Les résultats expérimentaux donnant les variations de F en fonction de θ sont indiqués sur la figure 12. Pour pouvoir comparer les valeurs expérimentales et les valeurs calculées théoriquement, nous avons admis que le facteur F ainsi calculé était

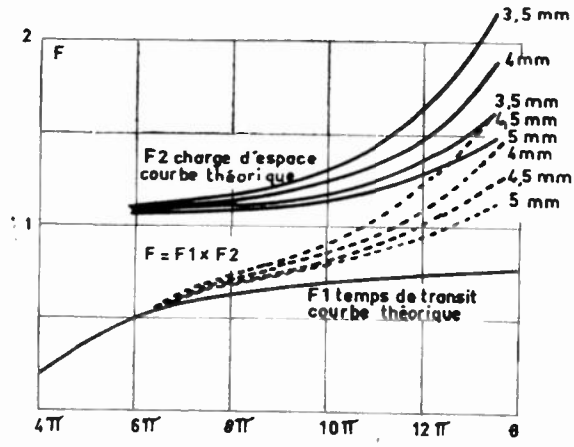


FIG. 12

le produit des valeurs du coefficient F_1 correspondant au temps de transit fini dans l'espace *HF*, sans tenir compte des phénomènes de charge d'espace, et des valeurs de F_2 correspondant à la charge d'espace seule pour un temps de transit infiniment court dans l'espace *HF*. L'évaluation de ce coefficient F_2, effectuée théoriquement par le Professeur CHODOROW, montrait qu'il dépend beaucoup du diamètre du faisceau dans la région de rebroussement. Nous avons fait figurer les courbes de F_2 en fonction de θ, pour différentes valeurs de ce diamètre. Compte tenu de la précision des mesures et de la non uniformité du champ réflecteur pour $\theta = 14\pi$ comme nous l'avons vu précédemment, on peut admettre un diamètre de faisceau dans la région de rebroussement de l'ordre de 4 mm et une bonne coïncidence entre la théorie et l'expérience.

DÉTERMINATION DU COEFFICIENT Φ.

La mesure s'effectue dans les mêmes conditions que celle du facteur F et nécessite la connaissance de α, I_0, V_0, θ, F, W_u, Q_{ch}, Q_0 chargé par le faisceau.

On a obtenu les résultats suivant :

V_R	$\frac{dF}{dV_R}$	W_u en watts	n	Q'_{ch}	F théorique	Φ pour F théorique	Φ pour F mesuré
222	0,505	0,247	4	318	0,82	0,77	0,66
105	0,860	0,156	5	275	1,04	0,67	0,52
48	2,80	0,100	6	127	1,45	0,44	0,55

avec $V_0 = 500$ V, $I_0 = 39{,}5$ mA, $Q'_0 = 665$, $\alpha = 0{,}35$.

(Mêmes conditions que celles correspondant à la détermination expérimentale de F).

Les valeurs ainsi obtenues sont bien inférieures aux valeurs, de l'ordre de 0,9, prévues par la théorie, qui tient uniquement compte de l'obliquité possible des trajectoires électroniques par rapport à l'axe. L'écart peut difficilement s'expliquer par une erreur de mesure, car le produit $\alpha\,\Phi$ est déterminé avec une bonne approximation expérimentalement et la valeur 0,35 de α déjà adoptée est faible.

ETUDE DES PARCOURS MULTIPLES.

A partir des mesures de l'admittance du faisceau électronique en fonction de la tension réflecteur indiquées précédemment, on peut déduire le tracé de la courbe représentative des variations du rayon polaire de la spirale en fonction de l'angle polaire (fig. 13).

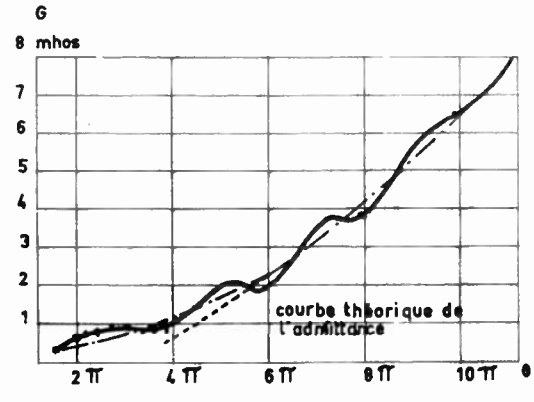


FIG. 13

On remarque des ondulations de période 2π autour de la courbe moyenne, que l'on peut attribuer à une position inexacte du centre de la spirale. On peut trouver un centre pour la spirale donnant la courbe en trait mixte qui ne comporte plus d'ondulations appréciables pour des temps de transit compris entre 5π et 9π, soit pour les modes d'oscillations de $n = 3$ à $n = 6$, qui correspondent sensiblement à la région du champ réflecteur uniforme. Ceci montre que l'influence des parcours multiples, entre cathode et réflecteur, sur l'admittance du faisceau électronique est négligeable car elle se traduirait obligatoirement par une déformation de cette courbe par suite des différences des temps de transit moyen correspondant aux différents parcours.

De plus, à partir de l'expression de l'admittance calculée à partir des valeurs déterminées précédemment pour les différents paramètres, on peut chercher le coefficient d'affinité k^2 entre ces valeurs et les valeurs mesurées dans la ligne de transmission. En effectuant cette affinité, on obtient alors la courbe en pointillé qui coïncide exactement avec la courbe expérimentale de $\theta = 6\pi$ à $\theta = 11\pi$, ce qui tendrait à montrer que la théorie du second ordre n'est pas valable pour des temps de transit dans l'espace réflecteur voisin du temps de transit dans l'espace HF, grilles comprises. En dehors de cette restriction on constate une bonne correspondance. Sur la figure 14, on a représenté

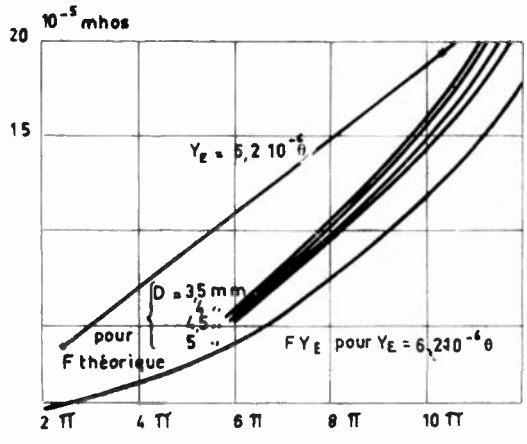


FIG. 14

les courbes théoriques pour $F = 1$ et pour les valeurs de F correspondant à différentes valeurs du diamètre du faisceau dans la région de rebroussement, ainsi que la courbe expérimentale. Là encore, on trouve que c'est pour $D = 4$ mm que l'on peut faire coïncider au mieux par affinité suivant OY, la courbe théorique et la courbe expérimentale. Cette valeur correspond à la valeur moyenne du diamètre du faisceau dans la zone de rebroussement déterminé à la cuve électrolytique, compte tenu de la charge d'espace.

Conclusion.

On constate en général une bonne correspondance entre les résultats expérimentaux et les prévisions théoriques pour les diverses méthodes utilisées, et particulièrement pour l'expression du second ordre de l'admittance du faisceau électronique.

Les deux effets les plus importants à considérer dans la théorie du premier ordre sont liés au temps de transit fini dans l'espace HF et aux phénomènes de charge d'espace. Viennent ensuite les effets liés aux phénomènes d'émission secondaire dans l'espace HF.

N° 3.08. — Amélioration de la linéarité d'un klystron reflex à cavité externe

PAR

J. de COUDENHOVE

Le Matériel Téléphonique, Boulogne-Billancourt (France)

La propriété des tubes « klystron reflex » de pouvoir être facilement modulable en fréquence par une tension appliquée sur le réflecteur est particulièrement appréciée chaque fois que l'on désire obtenir une grande excursion de fréquence conjuguée avec une bonne linéarité de la caractéristique fréquence-tension.

Les liaisons par faisceaux hertziens à grand nombre de voies conduisent à des conditions particulièrement sévères qui doivent être vérifiées sans réglage critique.

Les meilleurs klystrons disponibles débitant sur une charge fixe adaptée ne permettent pas d'obtenir la qualité désirable avec une marge de sécurité suffisante.

1. Distorsion normale du klystron.

La théorie simplifiée du « klystron reflex » définit l'angle de transit θ à partir des tensions appliquées sur le tube : U_0 tension accélératrice et U_R tension réflecteur, de la vitesse des électrons v, et de la longueur de l'espace de glissement d.

On a, à la fréquence F

$$\theta = \frac{8\pi Fd}{v}\,\frac{U_0}{U_R + U_0}$$

Cet angle varie suivant la loi :

$$\operatorname{tg}\,[2\pi(n+3/4)-\theta] = 2Q\,\frac{F-F_0}{F_0}$$

en appelant Q la surtension en charge de la cavité.

L'écriture de cette relation peut se simplifier en posant :

$$n + 3/4 = N \qquad 2\pi\,(n + 3/4 - \theta = \Psi$$

$$\frac{F - F_0}{F_0} = \delta$$

Si l'on applique une tension de modulation u sur le réflecteur ayant une tension continue U_{R_0}, on peut poser $x = \dfrac{u}{U_{R_0} + U_0}$ et exprimer Ψ en fonction de x et de δ.
On obtient facilement :

$$\Psi = 2N\left(\frac{x-\delta}{1+\delta}\right)$$

d'où $\operatorname{arc\,tg}\,2\,\delta\,Q = 2\pi N\left(\dfrac{x-\delta}{1+\delta}\right)$

Cette relation permet de calculer la pente $\dfrac{\Delta F}{\Delta u}$; sa valeur au centre du mode est :

$$S_0 = \frac{F}{U_{R_0} + U_0} \times \frac{\pi N}{\pi N + Q}$$

La distorsion non linéaire peut s'exprimer par les variations de la pente autour de cette valeur S_0

$$\frac{\Delta S}{S_0} = \frac{2Q}{\pi N + Q}\left[2Q^2\,\delta^2 - \delta\,\frac{(\pi N + Q)}{\pi N}\right]$$

La distorsion harmonique d'ordre 2 s'exprime par $\dfrac{\Delta P_2}{8}$, en appelant ΔP_2 la variation relative de pente aux extrémités de la plage balayée ; pour une courbe symétrique, en fixant le point de fonctionnement au centre, la distorsion d'ordre 2 est nulle ; lorsqu'on éloigne le point de fonctionnement du centre, la distorsion apparaît avec une amplitude plus ou moins grande selon la rapidité de variation de la pente (terme ΔP_2) – On peut ainsi définir une plage autour du centre où la distorsion d'ordre 2 est inférieure à une valeur donnée.

La distorsion harmonique d'ordre 3 s'exprime par $\dfrac{\Delta P_3}{12}$ en appelant ΔP_3 la variation relative moyenne de la pente par rapport à sa valeur au centre, sur la plage balayée. Cette valeur est constante pour une courbe de pente parabolique.

La relation donnant S_0 montre que la pente est d'autant plus grande que le mode est plus élevé et que la surtension en charge est plus faible, mais la relation donnant $\dfrac{\Delta S}{S_0}$ montre que la variation relative de pente est pratiquement indépendante du mode et proportionnelle à Q^2 si πN reste petit devant Q ; d'autre part, l'allure de la courbe est parabolique avec un minimum placé presque au centre du mode $\left(\text{pour } \delta \# \dfrac{1}{4\pi N Q}\right)$.

Il paraît ainsi très simple de prévoir et d'améliorer la distorsion du klystron en augmentant la charge pour diminuer Q, mais il faut remarquer que ces calculs ne sont valables que pour le klystron théorique au centre du mode, pour de petites variations de tension et que le fait d'augmenter la charge pour diminuer la surtension diminue également la largeur de la plage d'oscillation ; on est donc rapidement limité dans cette voie à un compromis où la surtension pour les différents klystrons utilisés varie entre 75 et 150.

Les mesures faites sur différents klystrons fonctionnant sur charge adaptée, donnent les valeurs suivantes :

— le klystron *X*26 [1], fonctionnant sur le mode 3 à 7 425 MHz avec une surtension de 150, donne une distorsion d'ordre 2 de 60 dB sur une plage de 3 MHz pour une excursion de fréquence

de ± 1 MHz. Pour cette excursion de fréquence, l'harmonique 3 n'était pas mesurable ;

— le klystron *CV*2187 [2], fonctionnant sur le mode 7 à 3 850 MHz avec une surtension de 75, donne une distorsion d'harmonique 2 de 60 dB sur une plage de 2 MHz pour une excursion de fréquence de ± 2,4 MHz.

Ces valeurs montrent que le minimum d'harmonique 2, c'est-à-dire le centrage du point de fonctionnement, est critique et qu'il sera difficile à conserver dans le temps.

Si l'on fait le calcul de la distorsion avec la relation donnée plus haut, on trouve pour une fréquence de 4 000 MHz et une surtension de 100, une distorsion d'ordre 2 de 60 dB sur une plage de 1 MHz pour une excursion de fréquence de ± 2,5 MHz.

Pour des excursions de ± 2,5 MHz, l'harmonique 3 est supérieur à 62 dB et sensiblement constant dans la plage puisque la variation de pente est parabolique.

Ces résultats semblent en bon accord avec la théorie mais nous donnent en même temps la limite pour un klystron sur charge adaptée.

2. Amélioration de la caractéristique de modulation.

Si l'on reprend les relations du klystron en explicitant le terme dépendant de la charge, on peut écrire :

$$\operatorname{tg} \Psi = \frac{2^{\circ} C \omega_0 \delta + B_U}{G_U + G_P} \qquad [3]$$

$G_U + j B_U$ représentant la charge du klystron.

G_P les pertes propres de la cavité plus les pertes dues au faisceau et C la capacité équivalente de la cavité.

Si l'on parvient à rendre $\operatorname{tg} \Psi$ constant dans une bande de fréquences, on rend la variation de δ linéaire avec la variation de x et la distorsion disparaît.

Dans le klystron sur charge fixe, on s'efforce, comme nous venons de le voir, d'augmenter la charge pour diminuer le coefficient de δ. Nous avons vu la limite de ce procédé ; cependant, M. Von Labus [4] décrit des résultats intéressants obtenus avec un klystron spécialement conçu pour fonctionner avec une faible surtension : $H_3 = 60$ dB pour une excursion de fréquence de ± 5 MHz ; la précision de réglage pour $H_2 = 60$ dB n'est pas donnée mais, d'après la courbe de variation de pente indiquée, on en déduit $H_2 = 60$ dB sur 4MHz pour une excursion de fréquence de ± 2,5 MHz.

Un autre moyen consiste à rendre la susceptance de charge variable avec la fréquence, de telle sorte que le terme B_U vienne en déduction du terme $C \omega_0$. Cette charge peut être réalisée par tout montage donnant une susceptance variable avec la fréquence : circuit accordé, double stub, ligne court-circuitée.

Chaque procédé a ses avantages, mais le dernier, utilisé dans l'équipement américain *TD2* [5] et dans l'équipement français *GDH*-102 [6], est particulièrement simple et conduit à des réglages très aisés. Il a été utilisé dans le modulateur décrit ci-après.

3. Modulateur avec klystron CV 2187.

Ce modulateur fonctionne avec le klystron *CV*2187 (fig. 1).

C'est un klystron à cavité externe, fonctionnant avec une

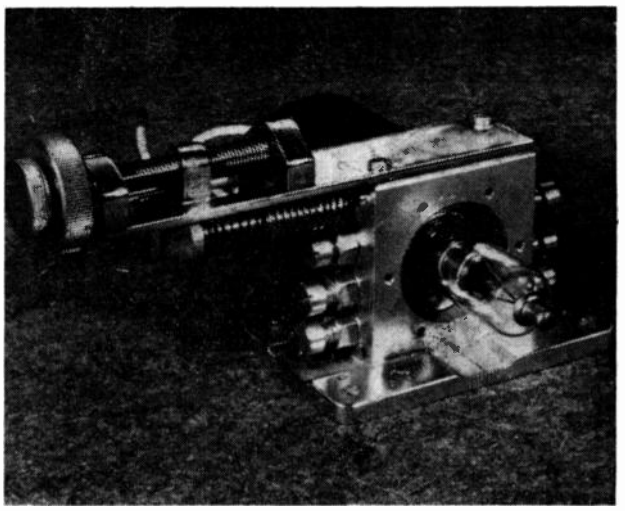


Fig 1

tension accélératrice de 1 000 V et un débit de 60 mA. La cavité utilisée est du type « profil rentrant plat ». Des vis de réglage permettent de faire varier l'accord de la cavité de 300 MHz environ ; un piston plongeur sert pour le réglage fin manuel ou automatique.

Le couplage se fait par un iris rectangulaire.

La puissance de sortie est supérieure à 1 W dans toute la plage autour de 3 800 MHz pour le mode 7 utilisé.

La plage d'accord électronique est d'environ 50 MHz, à 3 dB.

La distorsion sur charge adaptée a été indiquée précédemment.

Lorsqu'on fait débiter le klystron sur une longueur L de guide présentant un faible coefficient de réflexion ρ, il voit au niveau de l'organe de couplage l'admittance :

$$Y = Y_0 \left[1 + 2\rho \cos 2\alpha - j\, 2\rho \sin 2\alpha\right]$$

Y_0 représentant l'admittance caractéristique du guide et α est l'angle défini par la relation suivante :

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_G}\left(L - n\,\frac{\lambda_G}{2}\right)$$

c'est l'écart angulaire par rapport à un nombre entier de demi-longueur d'onde dans le guide.

En remplaçant λ_G par la fréquence et en supposant que $\alpha = 0$ à la fréquence centrale de fonctionnement, il vient

$$\alpha = A\, n\, \delta, \text{ avec } A = \frac{\pi}{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}$$

$\frac{\lambda_0}{2a}$ étant le rapport de la longueur d'onde dans l'air à la longueur d'onde de coupure $2a$.

En fonctionnant avec des angles $2An\delta$ faibles, on peut alors écrire l'admittance vue par le klystron

$$Y = Y_0 (1 + 2\rho - j\, 4\rho\, An\, \delta).$$

Pour ramener cette charge sur le faisceau du klystron, il faut faire intervenir un coefficient de couplage k. On obtient alors l'équation donnant la fréquence du klystron :

$$\operatorname{tg}\Psi = \frac{2\,(C\,\omega_0 - 2\,\rho\,An\,k\,Y_0)\,\delta}{Bp + k\,Y_0\,(1 + 2\,\rho)}.$$

On peut appeler Q' le terme $\dfrac{C\,\omega_0 - 2\,\rho\,An\,k\,Y_0}{Bp + k\,Y_0\,(1 + 2\,\rho)}$ qui remplace le terme Q dans les relations précédentes donnant la pente et la variation de pente.

On voit ainsi la possibilité de diminuer la surtension. Pour que la relation reste exacte, il faut que les approximations faites plus haut restent vérifiées : $2\,An\,\delta$ et ρ petits ; de plus, il faut que le coefficient de couplage k reste constant jusqu'aux extrémités de la plage balayée par le signal de modulation, sinon la distorsion apparaît.

Il est difficile de réaliser des couplages à large bande pour des transitions guide-coaxial où il est nécessaire de faire l'adaptation entre des impédances très différentes. C'est ainsi que sur le klystron *KR*63 utilisé sur le *GDH*-102 [7], pour une excursion de fréquence de ± 2,5 MHz, on trouve une distorsion de l'ordre de 60 dB sur une place de 0,5 MHz environ et une distorsion du 3e ordre, de 60 dB également, pour la même excursion de fréquence.

Dans un couplage par iris non accordé, l'iris ramène uniquement une susceptance qui varie très peu dans la bande. On peut ainsi obtenir une compensation sur une large bande de fréquence.

Le tube *CV*2187 utilise ce procédé de couplage. Il a permis de réaliser un modulateur *MF* à 70 MHz en faisant un battement avec un autre klystron, selon le schéma ci-joint devenu maintenant classique (fig. 2). Ce système donne une grande

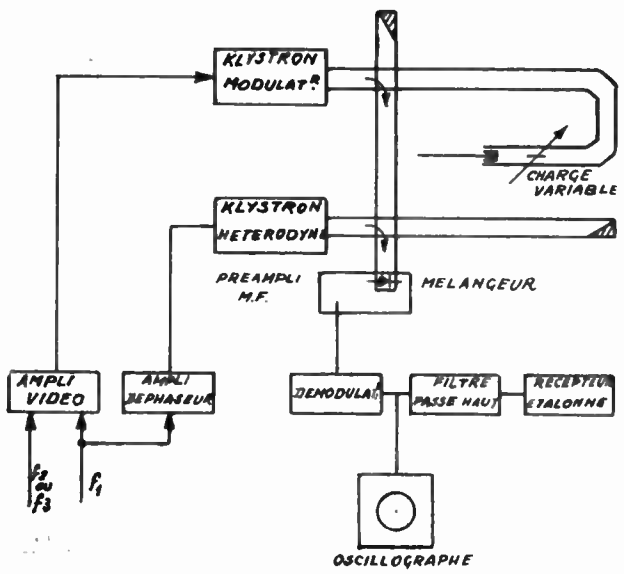


FIG. 2

facilité de réglage, car la fréquence n'est pas déterminée par le klystron modulé et un système de contrôle automatique de fréquence permet de rendre indépendants les réglages de fréquence et le choix du point de fonctionnement du klystron modulable. De plus, la modulation d'amplitude prenant naissance avec la modulation de fréquence est fortement diminuée dans le mélangeur qui, étant excité avec un niveau important, fait office de limiteur.

Les résultats obtenus avec ce modulateur sont les suivants :

— pour une excursion de fréquence de ± 2,5 MHz, l'harmonique 2 est de 60 dB inférieur au fondamental sur une plage de 10 MHz ; l'harmonique 3 n'est pas visible ;

— pour une excursion de fréquence de _ 5 MHz, l'harmonique 2 est de 60 dB inférieur au fondamental sur une plage de 3,5 MHz ;

— l'harmonique 3 est constant, voisin de 63 dB.

La figure 3 permet de comparer ces résultats avec ceux qui ont été indiqués plus haut.

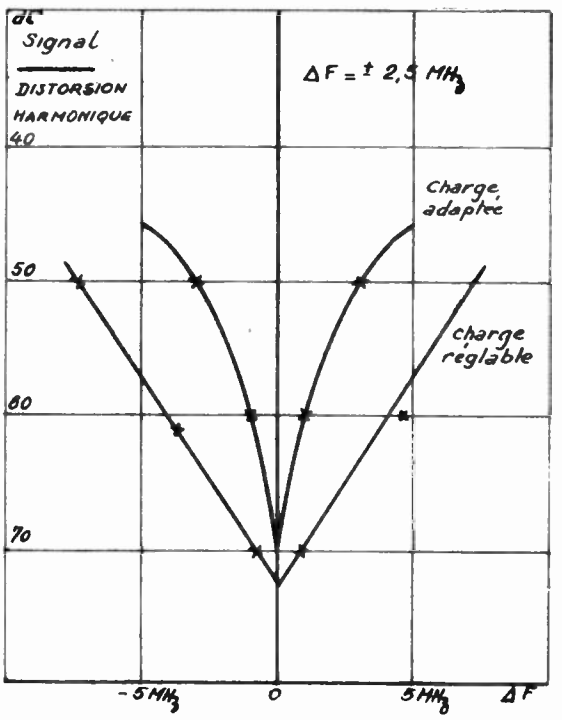


FIG. 3

Dans le montage utilisé la ligne faisait 12 longueurs d'onde et l'atténuateur donnait un coefficient de réflexion d'environ 10 %.

Si l'on fait le calcul avec les formules données ci-dessus, on trouve :

$$\text{Susceptance} = 2\,\rho\,An\,kY_0 = 24\,kY_0$$

$$\text{Conductance} = kY_0\,(1 + 2\,\rho) = 1{,}2\,kY_0$$

En prenant $C\,\omega_0 = 10^{-3}$ mho, pour avoir une diminution de la surtension appréciable, par exemple les 2/3 de la surtension sur charge adaptée, il est nécessaire que le terme kY_0 soit égal à 10^{-5}. Cette valeur correspond à une surtension de la charge adaptée de $\dfrac{C\,\omega_0}{Y_0\,k} = 100$, valeur correspondant assez bien aux valeurs trouvées sur le tube.

Pour des tubes ayant une surtension en charge plus élevée, il est nécessaire d'avoir un coefficient de réflexion plus grand

pour le même résultat, mais il est toujours avantageux d'avoir un rapport entre la surtension en charge et à vide le plus grand possible.

Pour obtenir une courbe ayant une largeur suffisante, il semble qu'il soit nécessaire de descendre à un Q' inférieur à 50.

Ce système de charge n'est pas très sensible à la température. Si l'on calcule la variation de fréquence autour du centre, en laissant la tension modulateur fixe, pour une variation de température de 40°, on trouve un écart de 0,2 MHz pour un guide normal en laiton ou en cuivre.

Dans le calcul précédent de l'admittance de la charge vue par le klystron, on n'a pas tenu compte du déphasage dû à la longueur du feeder sur le signal modulé. On sait que ce déphasage donne une distorsion croissante avec la fréquence de modulation pour les ondes modulées en fréquence parcourant une ligne désadaptée (12).

Dans le cas du klystron chargé par un feeder désadapté, le déphasage mt (m étant la pulsation et t le temps de transmission de groupe) reste extrêmement faible, même pour une bande de modulation s'étendant jusqu'à 4 MHz et une ligne de 12 longueurs d'onde, il est inférieur à 0,07, ce qui permet l'utilisation de ce modulateur dans une large bande sans modification de la distorsion avec la fréquence.

Ces mesures ont été obtenues avec l'appareillage suivant déjà décrit (fig. 2).

— le klystron modulateur est attaqué par 2 signaux de modulation de même niveau de fréquences f_1 et f_2 pour faire les mesures d'harmonique 2, et f_1 et f_3 pour faire les mesures d'harmonique 3 ;

— le klystron hétérodyne est modulé par le signal f_1 à traver un ensemble permettant de régler sa phase et son amplitude

Après le mélangeur, le signal MF passe dans un préamplificateur, puis un châssis de détection (limiteur et discriminateur). On recueille à la sortie le produit de battement à fréquence $f_1 + f_2$ pour l'harmonique 2, $2f_3 - f_1$ pour l'harmonique 3. Avec les fréquences choisies :

$$f_1 = 50 \text{ kHz}$$
$$f_2 = 70 \text{ kHz}$$
$$f_3 = 85 \text{ kHz}$$

le produit de battement est toujours à 120 kHz. Le signal à 50 kHz est annulé dans le mélangeur et le produit de battement ne provient que du klystron modulateur.

La qualité du démodulateur peut ainsi être bien inférieure à celle du modulateur, car une annulation de 40 dB est facile à réaliser.

Par ce procédé, le réglage est extrêmement rapide ; il consiste à annuler les produits de battement des harmoniques 2 et 3 pour un signal ayant une grande excursion de fréquence. Les deux paramètres de réglage réagissent chacun sur une harmonique : le piston de court-circuit centre la fréquence, c'est-à-dire règle l'harmonique 2 ; l'atténuateur réagit sur la valeur de la susceptance et permet d'annuler l'harmonique 3.

4. Conclusion.

Pour transmettre un nombre de voies téléphoniques de l'ordre de 1 000, il faut disposer d'un modulateur présentant des taux de distorsion harmonique 2 et 3 inférieurs à – 60 dB pour un signal modulant de 4 MHz de largeur de bande, avec une excursion de fréquence de ± 5 MHz [8].

Le procédé indiqué permet d'obtenir ces valeurs sur une plage étendue, ce qui garantit leur constance dans le temps. Les paramètres de réglage sont peu nombreux et permettent une maintenance facile.

BIBLIOGRAPHIE

[1] R. L. Jepsen, T. Morens. — F. M. distorsion in Reflex klystron. *Proceedings of the I. E. E.*, janvier 1953.

[2] H. Grayson, T. S. McLead, R. A. G. Dunkley, G. Dawson. — Circuit technique in Frequency modulated microwave links. *Proceedings of the I. R. E.* Part III, septembre 1952.

[3] R. Warnecke et P. Guenard. — Les tubes électroniques à commande par modulation de vitesse. Page 647.

[4] Von J. Lanus. — Modulationseigenschaften des Reflexgenerators. *F. T. Z.* octobre 1954.

[5] A. A. Roelken, K. O. Smith, R. W. Friis. — The TD2 Microwave Radio Relays System. *The Bell System Technical Journal*. Part II, octobre 1951.

[6] J. Dockes. — Circuits hyperfréquence et appareillages de contrôle des équipements de faisceau hertzien type GD 102. *Echo des recherches*, avril 1954.

[7] M. Thué. — Essais et performances générales des équipements de faisceaux hertziens type GDH 102. *Echo des recherches*, avril 1954.

[8] L. J. Libois et M. Thué. — Bruit et diaphonie dans les liaisons multiplex à modulation de fréquence. *Câbles et transmissions*, avril 1956.

N° 3.09. — Cavité externe pour tube coaxial à modulation de vitesse à grande stabilité de fréquence

PAR

R. BERGÈRE et A. MICHAUDON

Le Matériel Téléphonique, Boulogne-Billancourt (France)

Le but était de réaliser un oscillateur local pour un équipement de faisceaux hertziens SHF 3 800-4 200 MHz. Les performances demandées étaient les suivantes :

1) une puissance de sortie de l'ordre du watt dans une bande de fréquences aussi large que possible, de façon à couvrir la gamme 3 730-4 270 MHz avec un nombre de cavités aussi réduit que possible.

2) une grande stabilité de fréquence, meilleure que 10^{-4}, nécessaire pour obtenir la qualité requise des faisceaux hertziens de télévision et de téléphonie.

Nous avons adopté le tube coaxial *LMT* 3897*A*, pour les raisons suivantes :

a) sa simplicité d'emploi ; il peut s'adapter facilement à une cavité externe,

b) sa faible bande d'accord électronique pour réduire au maximum les dérives de fréquence dues aux variations des tensions d'alimentation,

c) sa grande bande d'accord mécanique capable de couvrir la gamme demandée.

Nous rappelons brièvement la structure d'un tube coaxial : il est constitué essentiellement d'une ligne coaxiale court-circuitée à une extrémité et couplée à une cavité externe de l'autre. L'ensemble ligne coaxiale-cavité externe résonne à la fréquence d'utilisation. Pour un tube « dur », c'est surtout l'accord de la cavité qui détermine la fréquence de résonance. Un faisceau électronique laminaire traverse la ligne coaxiale perpendiculairement à son axe. Le tube fonctionne comme un klystron à une seule cavité servant à la modulation du faisceau et à la captation de l'énergie. Elle est couplée au faisceau par l'espace de modulation et l'espace de captation d'énergie. Ces deux espaces se situent entre le conducteur extérieur et le conducteur intérieur de la ligne coaxiale. L'espace de glissement se trouve dans le conducteur intérieur.

Caractéristiques du tube LMT 3897-A. (Fig. 1).

— courant cathode — $-I_K = 50$ mA $\begin{cases} I_a = 35 \text{ mA} \\ I_r = 15 \text{ mA} \end{cases}$

— tension résonateur — $-V_r = 350$ à 450 V.

— tension anode — $-V_a = V_r + 30$ V.

— tension grille — $-V_{gl} = -60$ V.

— dissipation anode — $-W_a = 15$ W.

— puissance de sortie — $-W_s =$ de l'ordre du watt.

— gamme d'accord électronique : 4 MHz.

Choix de la cavité.

La grande stabilité de fréquence qui est demandée interdit l'emploi de contacts glissants avec lesquels on ne peut, semble-t-il garantir une stabilité meilleure que ± 500 kHz, c'est-à-dire déjà de l'ordre de 10^{-4}. Ceci élimine pratiquement une cavité du type coaxial. Il faut donc une cavité fermée rigidement.

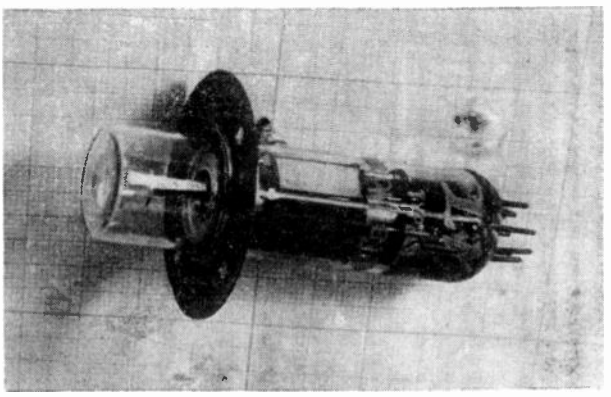


FIG. 1. — Tube coaxial *LMT* 3 897-A.

On a adopté une portion de guide *CNET* n° 6 (utilisé dans notre équipement) fermée à ses deux extrémités. La solution qui a été adoptée est de soutirer de la puissance par une boucle placée très près du tube et reliée directement à un câble coaxial. Les avantages sont les suivants : souplesse dans la captation de la puissance, étude plus facile de la cavité par une grande variation possible du couplage de la cavité à la charge, facilité de disposition dans l'équipement de faisceaux hertziens.

Stabilisation en fréquence.

Nous avons cherché à stabiliser les différents paramètres pouvant causer des dérives de fréquence. Les plus importants sont :

— les tensions d'alimentation. La faible bande d'accord électronique limite déjà l'effet de variation de ces paramètres électronique. Mais ceci est encore insuffisant et nous avons dû stabiliser la haute tension (V_a et V_r) et le courant cathode I_K.

— la température de l'ensemble tube-cavité par suite des dilatations provoquant une variation de la fréquence d'accord. Une stabilisation de la température a été effectuée.

— la charge. Les dérives de fréquence dues aux variations de la charge seront éliminées dans l'équipement de faisceaux hertziens.

Résultats obtenus.

1) CAVITÉ D'ÉTUDE (de longueur variable).

Nous avons d'abord réalisé une cavité constituée d'une portion de guide fermée d'un côté par une plaque de fond, et de l'autre, par un piston court-circuit de position variable.

Les performances obtenues sont les suivantes : gamme couverte 3 700-4 300 MHz — puissance délivrée : supérieure à un watt dans toute cette gamme.

Cette puissance est inférieure à la puissance maximum que l'on peut soutirer du tube coaxial *LMT* 3897-*A*. Mais le but visé dans cette première étape était de couvrir une grande gamme de fréquence avec une puissance moyenne afin d'en déduire les éléments nous permettant de calculer les cavités définitives et d'utiliser cette cavité comme oscillateur de laboratoire.

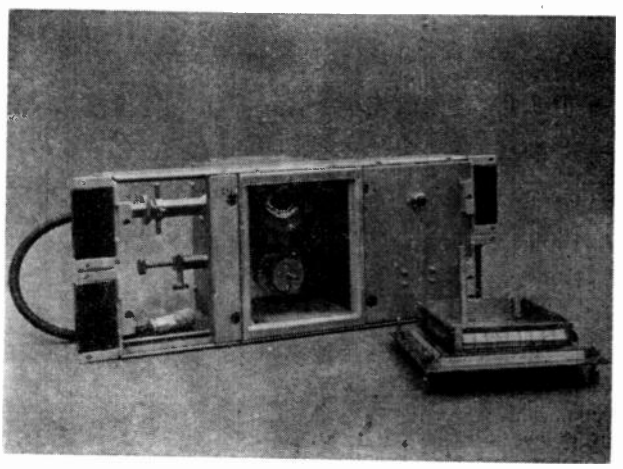


FIG. 2. — Cavité dans son four

2) CAVITÉS DÉFINITIVES.

Finalement, deux cavités suffisent pour couvrir la bande 3 730-4 270 MHz.

Elles se déduisent directement de la cavité de laboratoire. Le piston court-circuit est remplacé par une plaque de fond dont la position est déterminée par l'essai précédent. La variation de l'accord s'obtient par un plongeur « piégé » placé à

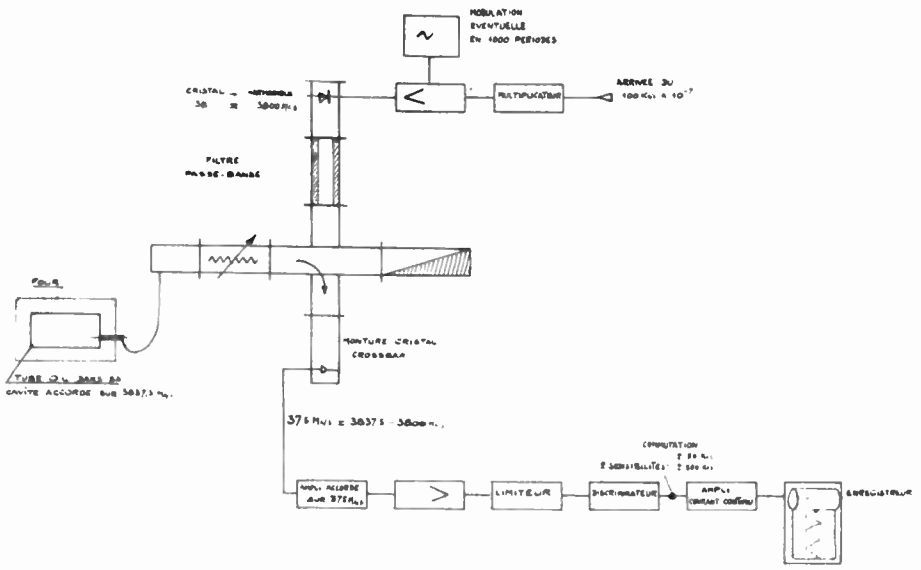


FIG. 3. — Schéma de principe de l'enregistreur de dérive

λ/4 de la plaque de fond. Les autres éléments sont les mêmes que précédemment : à savoir : réalisation à partir d'une portion de guide *CNET* nº 6 et couplage du tube à la cavité ; le tube pénètre le plus profondément possible dans la cavité ; la boucle coaxiale de prise de puissance est d'enfoncement et d'orientation variables.

Les performances réalisées sont les suivantes ; par exemple pour la cavité couvrant la demi-bande inférieure

— la gamme couverte est de 3 680-3 950 MHz soit 270 MHz,

— la puissance soutirée est supérieure à 1 100 mW,

— le diagramme de Riecke montre que le trou de puissance se trouve dans une région où le taux d'ondes stationnaires est supérieur à 3,3. Ce diagramme est rapporté dans le plan de jonction d'une transition guide-coaxial reliée à la cavité par un câble coaxial de 75 ohms et de 40 cm de long, ce qui correspond à peu près aux conditions de montage de la cavité dans l'équipement de faisceau hertzien.

— la stabilisation de fréquence de l'ordre de 10^{-5} a été obtenue à partir des éléments suivants :

La dérive de fréquence en fonction de la tension anode a été mesurée. Elle est égale à : $\Delta f/\Delta V = 75$ kHz par volt, c'est-à-dire 300 kHz par % de tension anode ;

La dérive de fréquence en fonction du courant anode a été mesurée et l'on a trouvé $\Delta f/\Delta I = 1$ MHz par mA, c'est-à-dire 300 kHz par % de courant anode.

On adopte un régulateur général fournissant une tension d'alimentation alternative de 127 volts régulée à ± 2 %. Cette régulation est encore insuffisante, et nous avons dû la compléter par une régulation spéciale de l'alimentation du tube coaxial qui comprend :

1º une stabilisation de la haute tension qui se trouve alors stabilisée à 0,15 %.

2º une régulation de courant par réglage de la tension écran.

Globalement, si l'on fait varier la tension secteur, on observe pour la cavité placée dans son four une dérive de fréquence égale à 30 kHz par % de variation secteur.

RÉGULATION DE TEMPÉRATURE.

Ayant ainsi stabilisé les différents paramètres électriques, il reste à réguler la température. En effet, une étude préalable nous a montré que la dérive de fréquence en fonction de la température est de 30 kHz par degré. Une stabilité de fréquence de 10^{-6} demande donc une stabilité de température de l'ordre du degré. Elle est obtenue en plaçant le tube et sa cavité dans un four. Un courant d'air chaud est insufflé par un ventilateur après avoir traversé une chambre chauffée par des résistances. La température est réglée à 60° ± 1° par un bilame qui commande la mise sous tension des résistances chauffantes. La disposition des différents organes, et en particulier le dimensionnement des orifices de passage du courant d'air, sont déterminées pour que le bilame soit soumis plus à la température de la cavité qu'à celle du four (Fig. 2).

Dans ces conditions, nous avons procédé à un enregistrement des dérivés de fréquence. Pour cela, on compare la fréquence dont on veut mesurer la dérive à une fréquence voisine ob enue avec une précision de l'ordre de 10^{-7}. Celle-ci est obtenue à l'aide d'une fréquence de 100 kHz, très stable, qui est multipliée par 1 000 dans un châssis multiplicateur à 8 étages. L'onde à la fréquence 100 MHz est envoyée sur un cristal monté dans un guide d'ondes. Parmi les harmoniques produits, un filtre passe bande sélectionne l'harmonique 38 (3 800 MHz) qu'on envoie sur un deuxième cristal hétérodyner l'onde à la fréquence 3 837,5 MHz produit par le tube coaxial dans sa cavité. L'onde à 37,5 MHz est envoyée successivement dans un amplificateur, un limiteur et un discriminateur dont la tension de sortie amplifiée dans un amplificateur à courant continu commande le système enregistreur dont la déviation totale correspond à ± 50 kHz ou ± 500 kHz suivant la sensibilité choisie (Fig. 3).

Les résultats obtenus sont : dérive inférieure à ± 30 kHz pendant 17 heures de fonctionnement, pendant lesquelles la température ambiante extérieure a varié de 10° à 24°.

Conclusion.

Ainsi , nous sommes arrivés par une stabilisation simple des éléments pouvant provoquer des dérives de fréquence, à des résultats très satisfaisants (une dérive de fréquence de l'ordre de 10^{-6} et dans tous les cas nettement meilleure que 10^{-4}), sans employer la solution coûteuse et compliquée du contrôle automatique de fréquence.

N° 3-12. — Tubes à réflexions multiples

PAR

F. COETERIER

Philips, Eindhoven (Hollande)

Les développements récents des tubes à réflexions multiples ont conduit à quelques nouveaux types qui feront l'objet de cet exposé. Celui-ci servira en même temps d'introduction à deux communications ultérieures concernant les applications.

Rappelons d'abord brièvement le principe des transits multiples. Dans un klystron reflex classique le faisceau d'électrons subit à l'aller une modulation de vitesse qui est transformée en modulation de densité au retour. Après le prélèvement d'énergie par la cavité résonnante les électrons du faisceau sont supposés ne plus prendre part au mécanisme. On cherche d'ailleurs à éviter toute nouvelle réflexion sur la cathode afin d'éliminer certains effets nuisibles, comme l'hystérésis.

Cependant si une réflexion se produisait du côté cathode avec un temps de transit convenable et sans perturber le groupement des électrons, on pourrait maintenir sur plusieurs transits l'interaction du faisceau avec la cavité résonnante et ainsi parvenir à un prélèvement d'énergie plus complet.

Les avantages d'un tel fonctionnement sont évidents : d'une part le rendement du tube est notablement augmenté, d'autre part les transits multiples representent une transformation de l'impédance du faisceau qui provoque un élargissement de la bande d'accord électronique.

Si l'on cherche à réaliser les conditions les plus favorables pour les transits multiples, on se trouve acculé à une contradiction logique. En effet la *formation* d'un certain groupement des électrons par rattrapement n'est pas compatible avec sa *conservation* pendant plusieurs passages consécutifs. Une solution à ce dilemme peut être envisagée de la façon indiquée par les fig. 1*a* et 1*b*. La courbe *CER* représente le potentiel électrostatique dans le tube.

C = cathode, *E* = espace d'interaction, *R* = réflecteur. On sait qu'un champ dérivant d'un potentiel parabolique garantit l'isochronisme des oscillations des électrons de vitesses différentes, et par conséquent aussi d'un groupe d'électrons dont la vitesse moyenne se trouve périodiquement diminuée dans l'espace d'interaction.

Mais comment arriver à ce groupement que nous venons de supposer acquis ? Puisqu'il ne peut y avoir formation de paquets dans une zone où le potentiel suit une loi parabolique, il faut, et il suffit d'ailleurs, que l'on s'écarte de cette loi quelque part, par exemple dans la région de potentiel négatif. Cette région n'est atteinte que par les électrons qui ont subi au premier aller une accélération. Pour peu que le temps de réflexion de ces électrons dans cette région soit bien choisi, ils n'atteindront plus celle-ci ultérieurement, puisqu'ils auront été retardés à leur passage de retour. Ainsi, en agissant uniquement sur les électrons accélérés au premier transit, on forme des groupes, et grâce au potentiel parabolique on les conserve.

Cette méthode a été appliquée aux tubes fonctionnant aux alentours de 10 cm de longueur d'onde. On obtient une puissance utile de 10 à 15 Watts avec un rendement de 20 % et une bande d'accord électronique de 20 MHz.

Pour les tubes fonctionnant dans la bande *X* une autre méthode a été employée ; elle ne nécessite plus de discontinuité dans le champ électrique et se prête mieux à l'échelle réduite des dimensions.

En principe on exige toujours une phase à la fois constante pour les transits consécutifs et suffisamment souple pour permettre un groupement des électrons en paquets. Or, si l'espace d'interaction ne se trouve plus dans le plan de symétrie de l'ensemble, le faisceau y subit une modulation de phase ; plus cet espace est écarté dudit plan, plus la modulation de phase augmente et plus la modulation de vitesse diminue en amplitude.

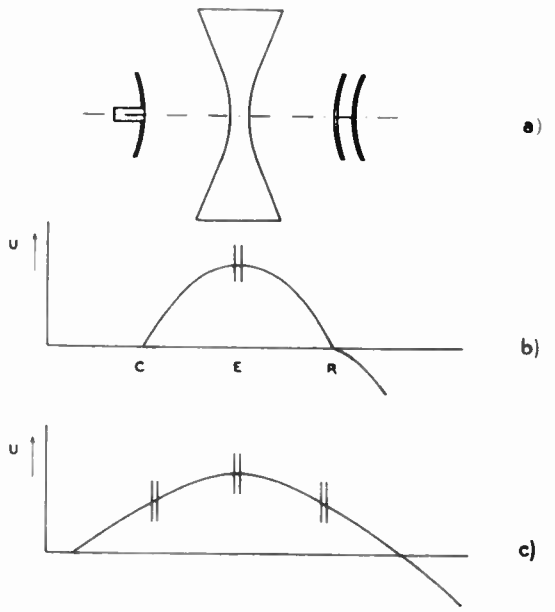


FIG. 1

Dans le dispositif de la figure 1 c on remarque trois espaces d'interaction, couplés entr'eux mais bien écartés, qui jouent à la fois le rôle de modulateur et de rassembleur. On a un klystron à la fois à glissement et à réflexion.

Si on exprime le mouvement d'un électron par l'expression de son élongation :

$$x = A \cos pt + B \sin pt$$

p étant la pulsation du mouvement oscillatoire, A et B représentent les deux paramètres d'un électron individuel dans le faisceau et au début il y a une répartition homogène des points

AB sur un cercle (Fig. 2). Or chaque fois que l'électron traverse un espace d'interaction, le champ *H.F.* produit une transformation du vecteur (*A*, *B*). Voici alors ce qui se passe dans le cas de transits multiples : la plupart des électrons se rangent en paquets qui cèdent leur énergie au résonateur, et une petite

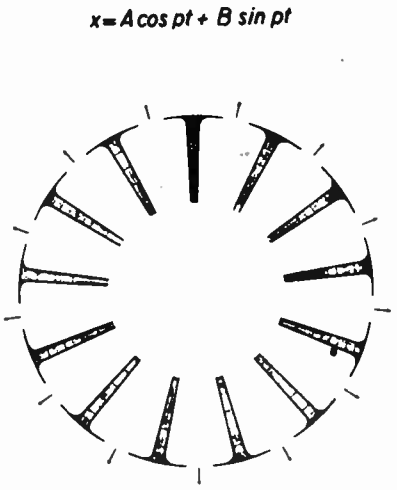


FIG. 2

minorité, qui est accélérée, disparaît du faisceau parce qu'elle est captée par la cathode. Cette figure correspond au cas où la période de l'oscillation électronique est 13 fois plus grande que la période des champs *H.F.*

Bien entendu, le potentiel parabolique idéal se prête mal à une réalisation pratique et dans les tubes réels on se contente

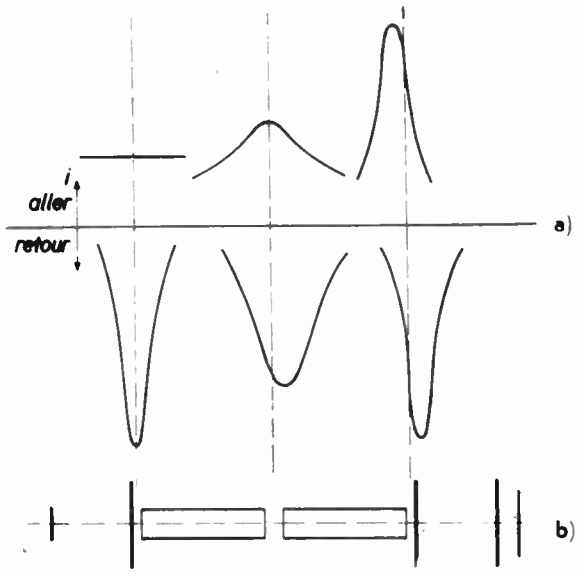


FIG. 3

d'une approximation en forme de trapèze, comme l'indique la figure 3 b. On voit ici un espace de potentiel constant et sur les deux côtés un potentiel croissant et décroissant linéairement.

Afin de vérifier la théorie pour ce cas-ci, le groupement est calculé pour un mouvement d'aller et retour, correspondant à une certaine valeur donnée du champ *H.F.* dans les espaces d'interaction (Fig. 3 a). On démarre avec un faisceau de densité homogène : puis un paquet prend naissance, se fait, se défait et se fait de nouveau selon la structure du champ statique parcouru, mais en traversant toujours les espaces d'interaction avec une phase favorable.

Avec un tel dispositif on arrive à une construction moins ramassée qui convient aux longueurs d'ondes plus courtes. La performance de ces tubes à champ parabolique étalé est semblable à celle des autres tubes : à 9 000 MHz on obtient une puissance de 10 Watts avec un rendement de 20 % et une bande d'accord électronique linéaire de 20 MHz.

Dans tous ces tubes un champ magnétique axial est appliqué pour empêcher la dispersion prématurée du faisceau.

Il reste un problème : c'est celui que pose l'exigence d'une possibilité d'accord mécanique. Pour certaines applications on désire une gamme de quelques centaines de mégahertz et en outre une variation de fréquence qui suive de façon à peu près linéaire le mouvement de la pièce de commande, qui peut être soit un micromètre soit un levier. Pour y parvenir on a choisi la méthode suivante : entre deux bandes de Lecher (Fig. 4 a) qui constituent le résonateur, on peut déplacer un barreau métallique. En allant vers le haut ce barreau provoque un accroissement de la capacité, et en allant vers le bas, une diminution de l'induction. Ces deux influences combinées donnent une caractéristique d'accord qui reste sensiblement linéaire dans une large zone médiane (Fig. 4 b).

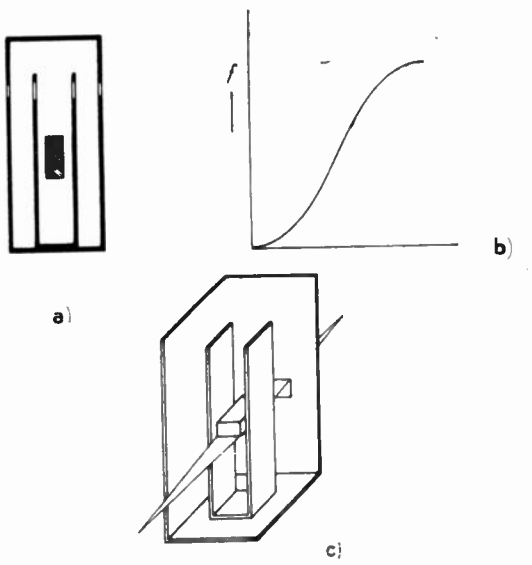


FIG. 4

C'est une circonstance avantageuse que le déplacement du barreau s'effectue sans contact glissant, notamment si l'on veut que la fréquence du tube puisse explorer très rapidement une bande de quelques centaines de mégahertz. On pense par exemple à la bande du radar maritime. Or, il suffit de fixer le barreau d'accord à une lame vibrante perpendiculaire au plan du dessin et de faire parcourir cette lame par un courant alternatif (Fig. 4 c). On dispose déjà d'un champ magnétique ; par suite de l'action de ce champ sur le courant (et selon la règle des 3 doigts) le barreau se met à vibrer de sorte que la fréquence balaye la bande désirée. Si la fréquence de résonance mécanique est à peu près égale à la fréquence du courant alternatif, quelques dixièmes de Watt suffisent déjà pour entretenir la vibration.

Les figures 5 et 6 montrent des réalisations de tubes accordables fonctionnant vers 8,5 et 3 cm longueur d'onde.

En résumé on peut remarquer que, bien que le tube à transits multiples n'occupe qu'une place très modeste parmi les réalisations modernes, il possède l'avantage d'une construction simple et, par conséquent, d'un prix également modeste.

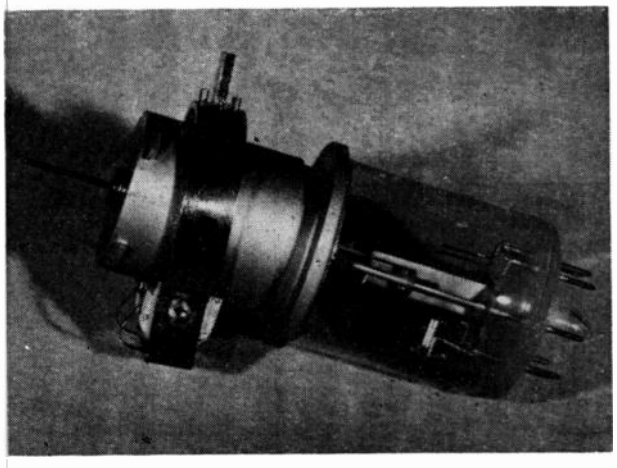


FIG. 5. — Tube accordable de 3300 à 3600 MHz.

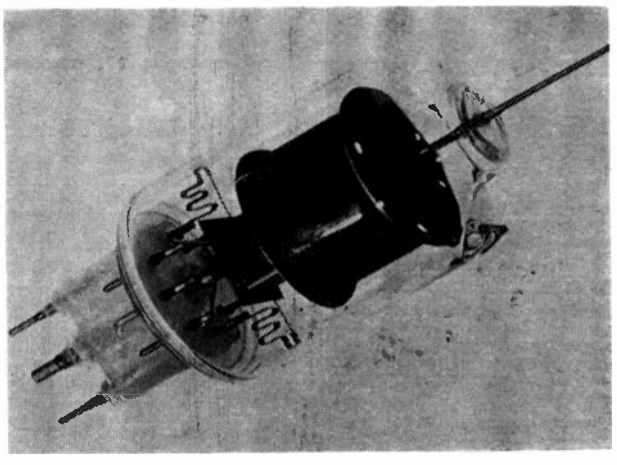


FIG. 6. — Tube accordable pour la bande du radar.

N° 3.14. — Générateur hyperfréquences utilisant le klystron à réflexions multiples

PAR

J. CAYZAC

Laboratoire d'Electronique et de Physique Appliquées, Paris

I. — Introduction.

Dans le présent exposé sera décrit un générateur hyperfréquences capable de délivrer une puissance égale ou supérieure à 10 W dans une plage de fréquences s'étendant de 3 300 à 3 600 MHz.

Ce générateur utilise le klystron à réflexions multiples à fréquence mécaniquement réglable qui a été décrit par le Dr COETERIER et M. AZÉMA* dans leurs exposés.

Cet oscillateur peut être modulé en fréquence avec une excursion réglable jusqu'à 8 ou 10 MHz crête à crête par des signaux dont le spectre de fréquences peut dépasser une dizaine de MHz, des signaux de télévision par exemple.

Cette modulation s'effectue en excitant une ou plusieurs électrodes du klystron par des tensions variables de modulation. Il résulte de cette propriété que la stabilité de la fréquence d'oscillation est tributaire de celle des tensions d'alimentation de ces électrodes. Un stabilisateur de fréquence dont la fréquence de référence est réglable entre 3 300 et 3 600 MHz permet de corriger globalement en régime modulé ou non les dérives de fréquence dues aux différentes causes d'instabilité, telles que variations de tension d'alimentation, effets thermiques, vieillissement du tube, etc.. Cette correction de fréquence permet d'obtenir une stabilité comprise entre 10^{-5} et 10^{-4}.

II. — L'Oscillateur.

Les questions qui se posent à propos de l'oscillateur proprement dit concernent le tube oscillateur lui-même, son dispositif d'accord mécanique, son système de focalisation magnétique et le circuit de transition approprié qui doit permettre l'adaptation du tube à un guide d'ondes dans toute la bande de fréquences couverte.

a) ADAPTATION DE LA SORTIE DU TUBE.

Le tube tel qu'il a été décrit par le Dr COETERIER et M. AZÉMA comprend un ballon en verre dans lequel se trouve la partie électronique du klystron et une embase métallique contenant le dispositif d'accord mécanique ainsi que la ligne coaxiale de sortie ; cette embase permet un assujettissement très robuste du tube sans que des contraintes dangereuses soient à craindre dans le verre ; elle assure également un positionnement très précis. Cette dernière considération est importante non seulement à cause de la focalisation magnétique mais surtout pour la bonne reproductibilité des caractéristiques de la transition entre la ligne de sortie du tube et le guide d'ondes.

Le couplage du klystron au guide d'ondes est réalisé de la façon suivante :

Le conducteur central de la ligne coaxiale qui débouche à la partie inférieure du tube forme sonde et pénètre au-delà du plan qui limite l'embase dans le guide d'ondes. Cette embase est munie d'un dispositif de verrouillage qui assure, comme il a été dit précédemment, la fixation et le positionnement du tube et aussi le contact du conducteur extérieur de la ligne coaxiale ; le conducteur intérieur plonge dans le guide d'ondes par un trou pratiqué dans celui-ci ; on a ainsi réalisé un passage coaxial-guide d'un type très classique (voir figure 1).

Deux systèmes d'adaptation ont été envisagés à partir de ce mode de transition. Une première disposition faisait intervenir dans l'adaptation cavité-guide l'ensemble coaxial-sonde sans se soucier de la présence d'ondes stationnaires le long du coaxial. Cette disposition donnait une perte de puissance négligeable jusqu'aux extrémités de la bande ; cependant il existait une sélectivité due à la longueur du coaxial désadapté et la linéarité de modulation se détériorait exagérément aux fréquences extrêmes. En effet l'adaptation du tube au guide par l'intermédiaire du coaxial conduisait à compenser la désadaptation cavité-coaxial par une désadaptation coaxial-guide. On peut donner une idée de la sensibilité d'un tel montage aux modifications de charge en mentionnant que la plage d'impédances réduites correspondant à une bonne linéarité se trouve centrée autour d'une certaine valeur, par exemple $-0{,}15\,j + 0{,}85$ à 3 300 MHz et autour de $+0{,}35\,j + 0{,}95$ à 3 600 MHz ; en portant ces valeurs sur un diagramme de Smith, on voit clairement le sens de l'évolution de la zone de bonne linéarité en fonction de la fréquence. Si on superpose à ces indications le réseau des courbes cotées en puissance, on s'aperçoit que l'adaptation d'impédance est moins critique relativement à la puissance que relativement à la distorsion ; la zone correspondante se situe d'ailleurs autour de l'impédance 1.

Une deuxième disposition permet de réduire de façon notable le déplacement de la zone de distorsion faible en fonction de la fréquence. Elle consiste à adapter séparément la cavité au coaxial, puis le coaxial au guide. La boucle de couplage à la cavité du klystron est adaptée à la ligne coaxiale de sortie par un transformateur quart d'onde. Ce dernier est placé le plus près possible du générateur de manière à réduire au minimum la longueur de ligne susceptible d'être sélective. La transition coaxial-guide a dû être naturellement étudiée pour que l'adaptation de la ligne coaxiale au guide d'onde soit conservée avec une bonne précision dans toute la bande couverte. Pratiquement le taux d'ondes stationnaires introduit par la jonction n'excède pas 1,15 entre 3 300 MHz et 3 600 MHz.

Pour préciser ce qu'on entend par zone de bonne linéarité il convient de rappeler la méthode employée pour la mesure de la distorsion ; deux signaux de fréquences très différentes 50 Hz et 5 kHz par exemple sont appliqués au modulateur ; un récepteur couplé à l'émetteur est muni d'un discriminateur dont la linéarité a été soigneusement contrôlée ; il est terminé par un filtre passe-haut arrêtant la fréquence 50 Hz et laissant passer la fréquence 5 kHz. On applique d'abord le signal à 5 kHz à l'émetteur et on règle l'amplitude jusqu'à obtenir une excursion de fréquence de 1 MHz crête à crête. On règle ensuite l'amplitude du signal à 50 Hz jusqu'à ce que l'excursion globale atteigne 8 MHz crête à crête. Le signal à 5 kHz recueilli à la

* Voir communications 3-12 et 3-13.

sortie du filtre présente une variation d'amplitude à la cadence de 50 Hz qui est proportionnelle à la variation de la pente de la caractéristique du tube au cours d'un cycle de la modulation lente. Les zones de bonne linéarité sont celles où le pourcentage de variation de pente est inférieur à une valeur fixée à l'avance, par exemple 10 ou 15 %. Ces valeurs ne correspondent naturellement pas à des pourcentages d'harmonique ; 15 % de variation de pente sur une caractéristique du second degré représente par exemple un niveau d'harmonique 2 inférieur de plus de 30 dB au niveau du fondamental pour l'excursion crête à crête envisagée.

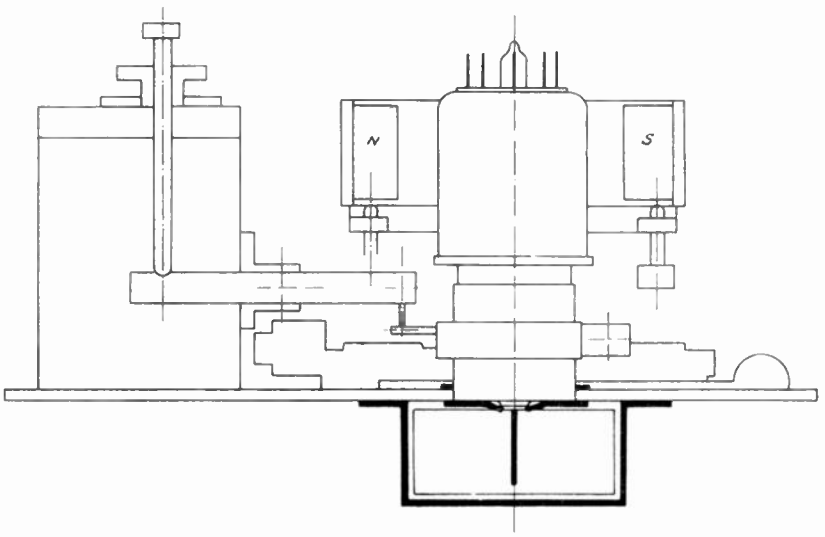


FIG. 1.

b) COMMANDE D'ACCORD.

L'accouplement de la commande d'accord mécanique est obtenu de façon très simple et ne posera pas de problème lors de la mise en place d'un tube, le levier de commande de fréquence dont est muni l'embase du klystron est sollicité par un ressort dans une direction définie, c'est-à-dire vers le bas lorsque le tube est dans sa position de travail. Quand on met le tube en place cette pièce d'accord vient simplement se poser sans jeu grâce au ressort sur la pièce de commande de fréquence. Cette dernière peut être entraînée soit manuellement par un bouton, soit par un moteur d'asservissement.

c) FOCALISATION.

Le champ magnétique devant réaliser la concentration du faisceau est obtenu à l'aide d'un aimant permanent monté sur une tourelle concentrique au klystron et pouvant tourner autour de celui-ci ; cette rotation permet d'orienter les lignes de force du champ parallèlement à l'axe électronique du tube dans le plan horizontal. Une articulation permettant à l'aimant de tourner autour d'un axe perpendiculaire à celui du tube réalise la possibilité d'orientation du champ dans le plan vertical.

La valeur de ce champ magnétique est rendue réglable par une commande susceptible de modifier l'écartement des pièces polaires. Pour obtenir le maximum de souplesse et une meilleure performance dans la zone de modulation du klystron il a été reconnu nécessaire de rendre le champ magnétique homogène à 5 % près sur une longueur correspondant à son action sur le faisceau électronique. Sans prendre de précautions spéciales la variation du champ dans l'espace utile était de l'ordre de 10 % ; en donnant une forme concave aux masses polaires on a pu obtenir une variation inférieure à 5 %.

d) ALIMENTATION DU TUBE.

Les broches de connexion sortent en haut du tube, donc à l'opposé de la ligne haute fréquence ; comme le tube est positionné par l'embase métallique les connexions sont amenées par un câble souple terminé par un connecteur.

III. — Modulation.

Le klystron à réflexions multiples est muni de deux réflecteurs, l'un dont le potentiel doit être maintenu à une valeur voisine de celui de la cathode, l'autre qui doit être porté à un potentiel négatif relativement élevé, de l'ordre de 850 V, par rapport à la cathode. Les tensions de ces deux électrodes ont naturellement une incidence sur la fréquence, le gradient de chacun des réflecteurs est de quelques dizaines de kilohertz par volt ; en modulant les deux réflecteurs en synchronisme on peut obtenir un gradient de 80 kHz par volt environ. Pour une excursion de fréquence de l'ordre de 8 MHz crête à crête la modulation d'amplitude parasite ne dépasse pas 5 %.

Notons que si on est obligé d'exciter les réflecteurs à travers au moins une capacité de liaison à cause de la différence de potentiel statique qui existe entre ces deux électrodes, la résistance équivalente que ces dernières présentent au circuit extérieur est grande. Leur débit de quelques µA ou de quelques dizaines de µA permet l'utilisation de résistances de fuite élevées (de l'ordre de 150 000 ohms). La constante de temps du circuit *RC*, nécessaire au passage des basses fréquences peut être obtenue sans

que l'on ait recours à des capacités de valeurs prohibitives. La capacité d'entrée des deux réflecteurs réunis est de l'ordre de 6 pF.

Toutefois, comme on vient de le voir, cette combinaison ne permet pas d'utiliser une liaison transmettant la composante continue ; cette possibilité peut en effet devenir nécessaire si l'on doit transmettre un signal dissymétrique dont la composition est variable et dont la valeur à certains instants déterminés doit toujours correspondre à une fréquence fixe de la bande balayée.

Une autre possibilité de modulation de fréquence est offerte par le klystron à réflexions multiples : l'anode est isolée de la masse et son action sur la fréquence est plus importante que celle des deux réflecteurs réunis. Son gradient de modulation est supérieur à 100 kHz par volt et la linéarité de sa caractéristique de modulation est aussi bonne que celle des deux réflecteurs réunis. La modulation d'amplitude parasite est également du même ordre de grandeur.

Le montage permettant la modulation anodique peut être réalisé de manière que la cavité soit à un potentiel voisin de celui de la masse ; on peut ainsi effectuer une liaison à courant continu avec le circuit modulateur ; la capacité d'entrée de l'anode est de l'ordre de 10 pF, sa résistance d'entrée est dans tous les cas supérieure à 10 000 ohms, le courant continu du circuit anodique qui est de l'ordre de 20 mA doit naturellement traverser le circuit de sortie du modulateur. On voit que cette deuxième possibilité, si elle peut présenter surtout des inconvénients dans le cas où le modulateur est à bande étroite et où l'on peut être tenté de le charger par une impédance élevée, est au contraire très intéressante pour des signaux de modulation répartis dans une bande de fréquences large ; en effet les principaux inconvénients disparaissent.

La résistance d'entrée (plus faible que celle des réflecteurs) est encore très grande devant l'impédance de sortie du modulateur ; celle-ci peut être de quelques centaines d'ohms avec les fréquences élevées que l'on envisage de transmettre ; le gradient plus important est un avantage considérable ainsi que la possibilité de liaison directe.

Le niveau des perturbations dues aux diverses causes telles que les bruits dus à la microphonie, les résidus de ronflement des alimentations, les champs magnétiques alternatifs parasites, etc.. se situe à plus de 50 dB au-dessous du niveau d'un signal correspondant à une excursion de fréquence de 5 MHz crête à crête.

IV. — Correction automatique de fréquence.

La stabilité de la fréquence du klystron est naturellement affectée par différentes causes, par exemple les variations de potentiel d'alimentation des électrodes, la modification de l'impédance de charge, les effets thermiques, le vieillissement du tube hyperfréquences, etc.. Cette considération conduit à compenser la dérive résultant de ces différentes causes par un correcteur automatique de fréquence. Ce dernier pose un certain nombre de problèmes qui sont les suivants :

Etant donné qu'il s'agit d'un système dont la fréquence d'utilisation est variable, l'accord du correcteur doit pouvoir couvrir toute la bande comprise entre 3 300 et 3 600 MHz. D'autre part la fréquence porteuse en régime modulé n'apparaît en aucun point du circuit dissociée du spectre de fréquence véhiculant l'information.

Notons en dernier lieu que d'après l'expérience les erreurs

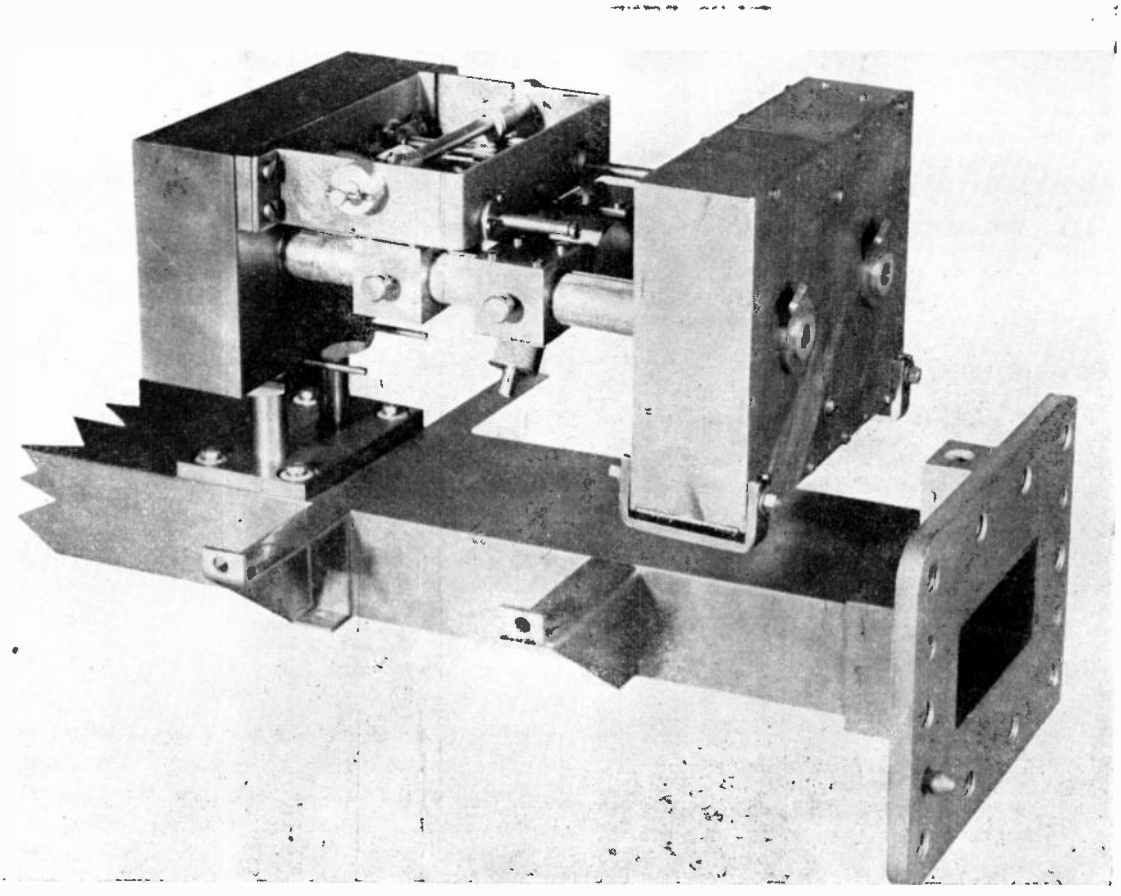


FIG. 2.

à corriger seront de ± 6 MHz ; il est donc prudent d'utiliser un circuit de correction capable de ramener à la valeur imposée la fréquence d'un oscillateur dont l'écart « naturel », c'est-à-dire sans correction, peut atteindre une dizaine de Mhz.

Un procédé de correction de fréquence comportant deux cavités résonnantes mécaniquement accordables par une commande unique et couvrant la bande de 300 MHz a été décrit dans l'*Onde Electrique* de février 1955 (Figure 2) ; il convient particulièrement bien dans cette application. Il sera rappelé ici sommairement le principe, et les solutions plus particulièrement adaptées dans certains cas seront mentionnées.

Le circuit à deux cavités constitue un discriminateur hyperfréquence dont le principe est voisin de celui du circuit de Travis ; ce dernier, rappelons le, utilise deux circuits résonnants suivis de détecteurs, dont les accords sont décalés l'un par rapport à l'autre. Dans cette version hyperfréquence on règle la bande de démodulation en fonction de l'étendue du spectre de l'onde modulée à transmettre. Ce réglage s'effectue en agissant sur l'écart entre les fréquences d'accord et la surtension des cavités. Il faut noter que plus la caractéristique de démodulation possède une bande large, plus une petite dissymétrie dans la restitution des amplitudes relatives des deux circuits agira en valeur absolue sur le positionnement du point de tension nulle. C'est naturellement à la fréquence correspondant à cette valeur nulle de la tension de sortie que le correcteur tendra à ramener le barycentre du spectre de la porteuse modulée. Ce barycentre ne correspond au centre du spectre que lorsque ce dernier est symétrique.

Il importe donc, d'une part, que les réglages des fréquences d'accord des cavités soient parfaitement stables, d'autre part, que le rapport des amplitudes fournies par leurs deux circuits ne puisse être altéré par aucune modification susceptible de survenir au cours du fonctionnement.

On s'est affranchi des possibilités de variation de fréquence d'accord en plaçant le discriminateur dans une enceinte thermostatée, stabilisée à ± 1/2 degré. La stabilité du rapport des amplitudes des deux circuits a été obtenue, d'une part en effectuant le couplage au guide d'ondes des deux lignes coaxiales qui excitent les cavités selon un plan perpendiculaire au sens de circulation de l'énergie, d'autre part en utilisant, pour mesurer le niveau haute fréquence délivré par chaque cavité, un seul et même cristal relié alternativement à l'une et à l'autre par un inverseur hyperfréquence utilisant les propriétés des ferrites. La cadence à laquelle s'effectue la commutation est de 50 Hz, toutes les précautions ont été prises pour que les circuits de commutation fonctionnent par tout ou rien.

Le signal basse fréquence porteur de l'information d'erreur qui sort de ce discriminateur est une tension alternative en forme de créneaux dont l'amplitude est directement fonction de l'écart et la phase représentative du signe de cet écart. Naturellement si la fréquence est correcte la tension de sortie est nulle. On conçoit qu'il sera aisé de convertir ce signal en une tension continue de signe et de grandeur variable qu'il suffira d'appliquer dans le sens convenable à l'un des réflecteurs du klystron. On aura ainsi bouclé la chaîne d'asservissement.

Une autre solution qui est plus appropriée au cas du générateur devant couvrir une large plage de fréquences consiste à amplifier purement et simplement la tension de sortie du cristal détecteur et à exciter l'un des enroulements d'un moteur diphasé d'asservissement, à l'aide de cette tension. Il est souhaitable en pareil cas de n'appliquer à cet enroulement que la composante fondamentale dudit signal, initialement crénelé. La fréquence du signal étant de 50 Hz il suffira d'exciter l'autre enroulement par une tension d'amplitude et de phase constantes empruntée au réseau. L'arbre du moteur entraîne dans le sens convenable la vis micrométrique qui agit sur la commande d'accord du klystron, dont il a déjà été question.

Pour clore le sujet de la correction de fréquence, signalons que dans le cas d'une modulation dissymétrique de contenu variable, comme en télévision, on a toujours la ressource de sélectionner dans le temps une information fournie par le détecteur ; on peut utiliser dans ce cas celle qui correspond à un instant récurrent bien défini du signal de modulation. Dans l'exemple de l'onde modulée par un signal de télévision on peut sélectionner l'information qui correspond au niveau de noir ou au niveau du fond de l'impulsion de synchronisation ; on sensibilise ainsi le stabilisateur de fréquence uniquement pendant l'instant où l'on transmet le signal qui occupe une position que l'on souhaite maintenir stable dans la plage des fréquences balayées.

Pour terminer nous mentionnerons qu'une modification de la fréquence du générateur se réduit aux opérations suivantes :

Le changement de l'affichage de la fréquence de référence du correcteur automatique de fréquence entraîne automatiquement le tube sur la nouvelle valeur de fréquence par l'intermédiaire du moteur ; si cette modification est importante il y a lieu de rajuster la tension anodique du klystron ainsi que la valeur du champ magnétique de focalisation en recherchant un maximum sur l'indicateur de niveau haute fréquence de sortie.

Un des principaux avantages qu'il y a à effectuer la correction automatique de fréquence par l'intermédiaire du système d'accord mécanique est que l'on peut entraîner le tube sans déréglage de ses caractéristiques dans une plage de fréquence beaucoup plus étendue qu'avec un système d'asservissement agissant directement sur les paramètres électroniques.

N° 3.15. — Application d'un klystron spécial et des circuits associés à une balise radar dans la bande de 3 cm

The application of a special klystron and its associated circuits for a X Band ramark beacon

PAR

N. SCHIMMEL

Nederlandsch Radar Proefstation, Noordwyk Aan Zee (Pays-Bas)

The development of a high power broad band ramark for use with 3 cm mercantile marine radar (9320-9500 MHz) became possible by the availability of the multireflex klystron.

Dr. Coeterier has already delivered a lecture on this klystron during this congress (1).

A publication on this ramark beacon has already appeared at the occasion of the International Conference on Lighthouses and other Aids to Navigation, Scheveningen, 1955 (2).

I have not the intention to enlarge now on the application of this ramark beacon as navigational aid but I shall confine myself to the super high frequency transmitting part of the equipment and discuss in particular the coupling method of the multireflex klystron with the waveguide.

The essential part of this transmitter consists of the multireflex klystron, produced by Philips, mounted in the field of a permanent magnet (1 700 gauss). The magnetic field serves a double purpose : it is used for focussing of the electron beam in the tube, increasing the efficiency of the tube at the same time. This klystron has possibilities for a fast frequency sweep over a broad band of 180 MHz. This sweep can be carried out electrically e.g. 100 times per second. A short review of the functionning of this klystron may be given. This klystron of all glass construction delivers 10 watts of centimetric energy with a H.T. supply voltage of 2 1/2 to 3 kV. The efficiency is high and amounts to 20 %. The resonator in the tube consists of a Lecher system, comprising a conducting ribbon perpendicular to the magnetic field. The momentary oscillating frequency of the klystron is determined by the Lecher system and the position of the ribbon. When an alternating current of e.g. 50 MHz is fed through this ribbon, this element starts to vibrate in the magnetic field causing the said frequency sweep over 180 MHz at 100 times per second.

It is very advantageous that this tube can be modulated on the anode as well. For application in a ramark beacon this modulation is desirable for three reasons.

Le développement d'un ramark de grande puissance fonctionnant sur la bande entière de 3 cm pour radar de navigation de bord (9320-9500 MHz) devint possible par le fait que le klystron multi-reflex fût disponible.

Le Dr. F. Coeterier a déjà fait une communication au sujet de ce klystron à ce congrès (1).

Le système ramark en question a été décrit dans une publication, parue à l'occasion de la Conférence Internationale des Services de Signalisation Maritime, Schéveningue 1955 (2).

Il n'y a pas lieu de donner ici plus de détails sur le fonctionnement de la balise ramark comme aide de navigation : nous nous limiterons ici à l'émetteur hyperfréquence et nous discuterons plus particulièrement le système de couplage du klystron multireflex avec le guide d'onde.

L'essentiel de l'émetteur est le klystron multireflex de fabrication Philips, mis en place dans le champ d'un aimant permanent (1 700 gauss), qui est utilisé pour concentrer le faisceau d'électrons dans le tube, en augmentant son rendement. Ce klystron a la qualité particulière d'une possibilité de balayage de la fréquence sur une large bande, au moins 180 MHz pour le type en question. Ce balayage peut être exécuté rapidement, par exemple au rythme de 100 fois par seconde. Examinons brièvement le fonctionnement de ce klystron. D'une construction tout en verre, il donne 10 watts d'énergie hyperfréquence avec une tension de 2 1/2 à 3 kV. Son rendement est plutôt élevé et approche de 20 %. Le résonateur est constitué par un système de Lecher avec, à l'intérieur, un ruban conducteur perpendiculaire au champ magnétique. La fréquence d'oscillation momentanée du klystron est déterminée par le système de Lecher et la position du ruban. Lorsqu'un courant alternatif de 50 Hz, par exemple, passe à travers le ruban, celui-ci commence à vibrer dans le champ magnétique, ce qui détermine le dit balayage de fréquence de 180 MHz au rythme de 100 fois par seconde.

Il est très avantageux que ce tube puisse être modulé également sur l'anode. Pour l'application dans une balise ramark, cette modulation est désirable pour trois raisons.

(1) F. COETERIER, « Multiple reflection Tubes ».

(2) « A Ramark beacon for use with marine radars », International Conference on Lighthouses and other Aids to Navigation, Scheveningen, 1955, by J. M. F. A. VAN DIJK, N. SCHIMMEL and E. GOLDBOHM, Netherlands Radar Research Establishment, Noordwijk, The Netherlands. FIG. 1. — Coupling method of the multireflex klystron with the waveguide.

(1) F. COETERIER « Klystron multireflex pour 3 cm » (communication n° 3-12).

(2) « Un Amer Ramark pour les Radars de Navigation ». Conférence Internationale des Services de Signalisation Maritime, Schéveningue 1955, « Aides radio côtières sur ondes centimétriques pour la navigation » par J. M. F. A. VAN DIJK, N. SCHIMMEL et E. GOLDBOHM, Institut Néerlandais de Recherches de Radar, Noordwijk, Pays-Bas.

It will be known that the ramark signal is received by the radar receiver on board and shown on the radar indicator screen to enable a bearing measurement to be taken. The observed signal is not a single line, but a narrow sector, the aperture of which is determined solely by the horizontal beamwidth of the ship's radar aerial. To improve the accuracy this sector has to be filled as much as possible with the interrupted lines shown on the screen. The number of lines shown depends on the frequency of the radar equipment because the fast frequency sweep at 100 Hz is not linear but nearly sinusoidal by the sinusoidal movement of the conducting ribbon. The picture can be improved by modulation of the ramark signal with a frequency of a few tens of kilocycles per second. Such a modulation is also desirable in view of the characteristics of the video-amplifiers as used in ships radars. Without this high frequency modulation the ramark signal would only be modulated with 100 Hz. Such a low frequency would not pass the video-amplifier. The third reason for this high frequency modulation is important in view of the operational requirements.

Rappelons que le signal émis du ramark est reçu par le récepteur du radar de bord et est rendu visible sur l'écran afin que la balise soit observée et le relèvement mesuré. L'observation ne consiste pas en une seule ligne mais en un secteur étroit dont l'angle d'ouverture est déterminé seulement par le largeur du faisceau dans le plan horizontal de l'antenne du radar de bord. Pour augmenter la précision, il est avantageux de remplir ce secteur le plus possible avec les lignes interrompues dépeintes. Le nombre des lignes dépeintes dépend de la fréquence du radar parce que le balayage de fréquence au rythme de 100 fois par seconde n'est pas linéaire mais à peu près sinusoïdal par le mouvement sinusoïdal du ruban conducteur. Une bonne image s'obtient par la modulation du signal ramark hyperfréquence avec une fréquence de quelques dizaines de kHz. Une telle modulation est cependant désirable en vue des propriétés des amplificateurs-video ceux-ci étant utilisés dans les radars de navigation. Sans cette modulation haute fréquence le signal ramark serait seulement modulé avec une fréquence de 100 Hz. Une fréquence tellement basse ne pourrait pas passer l'amplificateur video. Le troisième avantage de cette modulation haute fréquence est encore important en vue de l'usage opérationnel du ramark.

Under certain circumstances it is desirable to eliminate the ramark signal from the screen altogether. This is especially the case at short distances of the ramark beacon because under those circumstances the ramark signal is not only shown in the right direction but also in other directions by reception of this signal on the side lobes of the radar aerial. The majority of marine radars are equiped with a special circuit for the elimination of rain clutter. Such a circuit, known as FTC, is in fact a differentiating circuit. By switching on this FTC circuit it is possible to eliminate the ramark signal, provided the modulation frequency is in consistence with the time constant of this circuit. In this way good use is made of the possibility of high frequency modulation of this multireflex klystron.

Dans certaines circonstances il est désirable d'éliminer le signal ramark de l'écran radar au bord d'un navire. C'est particulièrement le cas à faible distance du balise radar car, dans telles conditions, le signal ramark pourrait se présenter non seulement dans la direction exacte mais aussi dans d'autres directions par réception du signal ramark de grande intensité par les faisceaux parasites de l'antenne de radar de bord. La plupart des radars de navigation sont équipés avec un circuit pour éliminer sur l'écran en cas de besoin, les signaux parasites causés par la pluie. Un tel circuit nommé circuit FTC est en effet un circuit différentiation. En branchant sur le circuit FTC on peut éventuellement supprimer le signal ramark à condition que la fréquence de modulation ait une valeur, adaptée à la constante de temps du circuit FTC. La possibilité de la modulation haute fréquence du klystron multireflex est mise à grand profit dans cette application.

Apart from this high frequency modulation of 15 to 20 kHz a low frequency modulation of 50 Hz is applied on the same anode. This modulation has to be synchronized in phase with the mechanical movement of the conducting ribbon. In this way a very stable oscillation of the tube can be guaranteed over the whole band of 180 MHz, the output power being kept constant within 3 dB for the same band. A phasing circuit is used to enable this synchronisation between the modulation and the movement of the ribbon.

Pour de tout autres raisons dans cet amer ramark, une modulation basse fréquence (50 Hz) est effectuée sur la même anode en dehors de cette modulation haute fréquence d'environ 15 à 20 kHz. Cette modulation doit avoir lieu dans une phase synchronisée avec la phase du mouvement mécanique du ruban conducteur. Grâce à cela un régime très stable du tube est établi pour toute la bande balayée, lorsque simultanément la puissance de sortie peut être tenue constante à mieux de 3 dB pour toute la bande de 180 MHz. Afin de pouvoir synchroniser la phase de cette modulation avec le mouvement mécanique du ruban conducteur un circuit de mise en phase est utilisé.

We shall now discuss the method used to couple the multireflex klystron with the waveguide leading to the ramark aerial. Because the output circuit of the multireflex klystron consists of a Lecher system, the problem of coupling the output into a waveguide over a band of 180 MHz is a rather difficult one. At first some difficulties were encountered by the presence of standing waves on the Lecher line. Originally the coupling was realized by insertion of the free end of the Lecher line as a probe through a hole in the broad side of the rectangular waveguide.

Poursuivant notre exposé de l'application du tube klystron multireflex pour un amer ramark, nous allons maintenant examiner de quelle manière est réalisé le couplage du klystron avec le guide d'onde branché sur l'antenne du ramark. Un des problèmes difficiles à résoudre est le couplage du klystron multireflex ayant comme circuit de sortie un système Lecher avec le guide d'onde, exigeant aussi une transmission d'énergie sur une bande de 180 MHz. Au début de grandes difficultés se posèrent par la présence d'ondes stationnaires sur la ligne Lecher constituant le circuit de sortie du klystron. D'abord le couplage fut réalisé en insérant le bout libre de la ligne Lecher comme une sonde par une ouverture dans le grand côté d'un guide d'ondes rectangulaire.

This coupling method was not very efficient and rather difficult in practice because the length of the Lecher line had to have a specific value for each tube, which is not desirable from the constructor's point of view. Furthermore the replacement of a tube is a complicated operation which can only be carried out effectively by experts.

Ce procédé de couplage parut peu efficace et bien difficile à réaliser car la longueur de la ligne Lecher devait avoi rune valeur spécifique pour chaque tube ce qui mène à complications du point de vue construction. En plus l'échange d'un tube fut une opération compliquée, les mises au point étant si critiques qu'elles ne pouvaient être effectuées que par du personnel très expert.

For these reasons other coupling methods were investigated, resulting in the following satisfactory coupling. The two wires of a Lecher system of the same type as the one of the tube are

C'est pour ces raisons qu'une autre méthode fut envisagée pour raccorder le klystron multireflex au guide d'onde. Cette investigation préconisait la méthode de couplage suivante : par

inserted through an oval hole in the small side of the waveguide. The plane through these lines is parallel to the direction of the electric field in the waveguide. The two wires, in effect made of small silvered tubing with a diameter of 1,7 mm, are bent inside the waveguide and soldered on the central line of the opposite broad sides of the waveguide (fig. 1). The

une ouverture ovale dans le petit côté du guide d'onde on introduit les deux fils d'un système Lecher de dimensions identiques à celles du circuit de sortie du klystron (fig. 1). Le plan où se trouve la ligne Lecher est parallèle à la direction du champ électrique dans le guide d'ondes. Les deux fils sont en effet de petits tubes argentés d'un diamètre de 1,7 mm recourbés et les

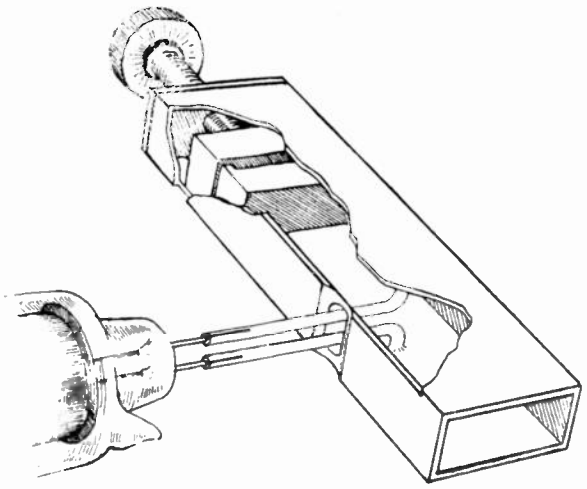


FIG. 1.

susceptance is compensated by a short circuiting plunger. The distance between this plunger and the coupling loop is abou 8 mm. The output Lecher line of the tube consists of two wiret with a diameter of 1 mm, with an axial separation of 3 mm. Thess wires are inserted in the silvered tubing forming the Lecher system in the waveguide. In this way the distance between the klystron and the waveguide can be adjusted, a positive contact being assured by the silvered tubing. This coupling method, which can be considered as a symmetrical magnetic coupling is very satisfactory by the low standing wave ratio on the Lecher lines.

bouts sont soudés sur la ligne centrale des deux grands côtés opposés du guide d'ondes. La susceptance restante est compensée par un piston de court-circuit. La distance de ce piston de court-circuit jusqu'au boucle de couplage est d'environ 8 mm. La ligne de sortie du klystron multireflex est constituée par deux fils d'un diamètre de 1 mm distants de 3 mm entre les axes. Ces fils sont introduits dans les petits tubes constituant le système Lecher du guide d'ondes. Par cette construction la distance entre le klystron et le guide d'onde est ajustable, un contact positif étant établi par l'argenture. Cette méthode de couplage qui peut être considérée comme une boucle de couplage symétrique du type magnétique est très satisfaisante par suite du faible taux d'ondes stationnaires inférieur à celui obtenu avec le système Lecher.

The requirements of a broad band (180 MHz) type of coupling have been fulfilled. The fact that the tuning of the plunger is not a critical operation shows once more the broad band characteristics of this construction.

Les exigences d'un couplage à large bande (180 MHz) ont été satisfaites. La mise au point du piston de court-circuit n'est pas critique, ce qui est aussi une indication pour la caractéristique de large bande de cette construction.

N° 4.1.07. — Les signaux stables dans les tubes à ondes progressives

PAR

L. BRILLOUIN

Professeur honoraire au Collège de France, Paris

Les tubes à ondes progressives ont été généralement étudiés en supposant des conditions initiales bien définies et en discutant la déformation des diverses ondes au cours de leur propagation.

Une autre méthode d'étude consiste à rechercher les types d'ondes stables, qui peuvent d'ailleurs correspondre à de petites ou à de grandes amplitudes.

La nature de ces solutions stables dépend du système employé pour empêcher le faisceau d'électrons de se disperser. En outre, on obtient des solutions stables différentes, suivant qu'on représente les électrons par la mécanique classique ou la mécanique ondulatoire.

Certaines de ces solutions stables seront exposées et discutées.

I. — Introduction.

Deux méthodes principales peuvent être utilisées pour l'étude des grands signaux, qui font intervenir des termes non linéaires, et ceci est vrai dans tous les problèmes, aussi bien pour les ondes acoustiques de grande intensité que les accélérateurs linéaires ou les tubes à ondes progressives.

La première méthode part d'une définition très exacte des conditions initiales, à l'endroit où l'onde est émise ; on complète la spécification du problème en précisant très complètement les propriétés du milieu où se fait la propagation et les conditions aux limites, qui jouent souvent un rôle fondamental. Toutes ces données une fois établies, on peut discuter la forme de l'onde émise et sa déformation progressive au cours de la propagation. Les calculs seront en général fort compliqués et nécessiteront l'emploi de calculatrices électroniques. Il faut insister sur le fait que, trop souvent, les auteurs se lancent dans ces calculs sans avoir pris les précautions nécessaires, spécialement en ce qui concerne les conditions aux limites. Il arrive aussi qu'un certain nombre de simplifications soient sous-entendues, et qu'on utilise des équations basées sur des hypothèses implicites, qu'on oublie de préciser. Ces difficultés sont très graves car elles rendent la comparaison des résultats pratiquement impossible et peuvent entacher l'étude entière d'erreurs importantes.

La seconde méthode consiste à rechercher s'il existe des solutions stables de grande amplitude. On ne précisera pas exactement les conditions d'émission, mais on spécifiera très soigneusement les propriétés du milieu où se fait la propagation ainsi que les conditions aux limites et l'on s'efforcera de découvrir des solutions stables qui se propagent sans changement. Il y a de grandes chances que, lors de l'émission effective d'une onde puissante, l'onde se transforme très violemment au début, près de la source, et aboutisse, après un certain parcours, à une des formes stables ci-dessus. On peut exprimer la même chose en disant qu'on aura des « transients » qui s'évanouiront peu à peu pour ne laisser subsister que la forme stable.

Des remarques de ce genre ont été faites à propos des ondes acoustiques de grande amplitude, où l'on a découvert divers types d'ondes de choc ou d'ondes à fronts raides qui jouent le rôle de structures asymptotiques stables.

La manière dont une onde réelle tend vers une forme asymptotique peut varier beaucoup, les cas extrêmes étant représentés par une tendance exponentielle vers la forme limite ou bien par des sortes d'oscillations amorties autour de cette onde limite.

Dans le présent exposé, nous nous limitons à la recherche de formes asymptotiques stables dans un tube à ondes progressives, sans discuter la manière dont une onde réelle se transformera progressivement en une forme stable. Soulignons que cette transformation doit sûrement mettre en jeu des termes de radiation qui sont généralement omis des calculs dans lesquels on cherche à suivre la transformation de l'onde. Les formes stables que nous obtiendrons comportent des paquets d'électrons captés par l'onde (electrons trapped and bunched by the wave) de telle sorte que ces électrons s'accumulent et oscillent au fond des vallées de potentiel créées par l'onde. De telles oscillations ne peuvent manquer de provoquer l'émission de rayonnement, d'où dissipation de l'énergie d'oscillation et amortissement de ces mouvements. Il paraît évident que ces dissipations d'énergie doivent jouer un rôle essentiel dans l'amortissement des transients et la réduction progressive de l'onde à sa forme asymptotique stable. Or de tels termes n'ont pas été introduits dans les tentatives de calcul que j'ai pu examiner et cette omission serait à corriger.

II. — Formes limites stables dans les tubes à ondes progressives. — Etude classique.

Nous considérons ici le problème classique, et réservons pour un paragraphe ultérieur l'étude en mécanique ondulatoire. Une étude détaillée a paru (1) dans le Journal of Applied Physics et complète une note antérieure (2) de Physical Review.

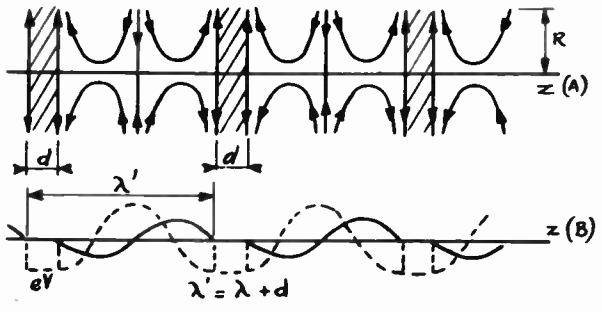
Le premier point à discuter, c'est la structure par laquelle on oblige les électrons à se mouvoir suivant une direction rectiligne. Un faisceau d'électrons a toujours tendance à diverger et à ne pas rester concentré. Les procédés employés pour empêcher cette divergence sont de deux sortes : électriques ou magnétiques. Si l'on exagère l'action, on oblige le faisceau à se ramasser et l'on obtient une focalisation électrique ou magnétique. La focalisation électrique laisse aux trajectoires leur caractère longitudinal et n'introduit que de minimes mouvements transversaux. Si le système est bien réglé, il peut aboutir à former un faisceau cylindrique d'électrons dans lequel les mouvements transversaux seront réduits au minimum. Le mouvement pourra, en première approximation, être considéré comme strictement longitudinal et l'on négligera les très petits mouvements transversaux.

Une focalisation magnétique fonctionne tout différemment. Lorsque le faisceau électronique pénètre dans une région où règne un fort champ magnétique longitudinal, l'ensemble de la charge d'espace se met en rotation autour du champ magnétique moyen, et la densité de charge d'espace prend une valeur directement proportionnelle au champ magnétique. Ce phénomène a été discuté par l'auteur dans des articles antérieurs,

(1) L. Brillouin. *Journal of Applied Physics*, vol. 20, p. 1196 (1949).

(2) L. Brillouin. *Physical Review*, vol. 74, p. 90 (1948).

et utilisé dans la note à la Physical Review (2) pour former une solution limite stable de grande amplitude. Cette solution est représentée sur la figure 1.



(A) Region hachurée, charge d'espace
(B) Trait continu : force électrique eE
Trait interrompu energie potentielle eV

FIG. 1.

Il se forme un certain nombre de nuages de charge d'espace, d'épaisseur d, séparés par des régions de longueur λ où le champ électromagnétique n'est perturbé par aucune charge. La longueur d'onde globale λ' est égale à $\lambda + d$.

Notons ici une opinion erronée que l'on trouve dans de très nombreux travaux. Les auteurs veulent justifier l'hypothèse de mouvements longitudinaux à une dimension et imaginent qu'un tel état de chose serait obtenu par l'emploi d'un champ magnétique extrêmement fort (certains écrivent même : un champ infini). L'idée est évidemment qu'un tel champ aurait pour effet de spiraler chaque électron indépendamment autour d'une ligne de force magnétique. Cette image est malheureusement inexacte. La solution réelle du problème est toute différente ; nous l'avons décrit plus haut : l'ensemble des électrons tourne en bloc autour de la ligne de force magnétique médiane, comme un anneau solide, enfilé sur une tringle, pourrait tourner en bloc autour de cette tringle. Le champ magnétique introduit inévitablement cette rotation d'ensemble et ne peut produire le mouvement séparé de chaque électron autour de chaque ligne de force.

Si l'on ne veut pas introduire la rotation d'ensemble, il faut imaginer un système de focalisation électrique. On peut alors prévoir une solution stable de grande amplitude. Les électrons sont captés par l'onde, groupés en paquets dans les vallées de potentiel (bunching) à l'intérieur desquelles ils oscillent tout en suivant l'onde dans son mouvement. Cette structure est représentée sur la figure 2.

Ce type de solution a été obtenu expérimentalement dans les accélérateurs linéaires et dans les cyclo-synchrotrons.

La distribution de potentiel n'est plus une sinusoïde exacte car l'accumulation de charge dans le fond des vallées de potentiel perturbe le potentiel. Les électrons, oscillant dans ces fonds de vallées rayonneront de l'énergie, leurs oscillations s'amortiront peu à peu. Finalement, ils s'accumuleront en paquet solide et perturberont fortement l'onde (fig. 3). La vitesse W de l'onde sera changée et sa forme modifiée, spécialement au fond des vallées. On voit comment interviennent ici les émissions de radiation indiquées à la fin du 1er paragraphe.

III. — Même problème en mécanique ondulatoire.

Si les effets de rayonnement interviennent activement, il est évident que le problème ne peut plus être traité correctement par les méthodes de l'électromagnétisme classique, et il faut

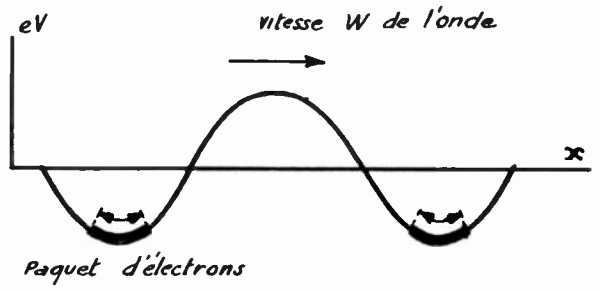


FIG. 2.

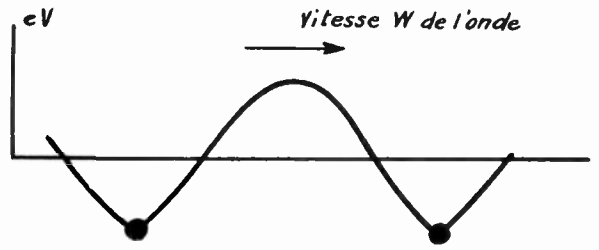


FIG. 3.

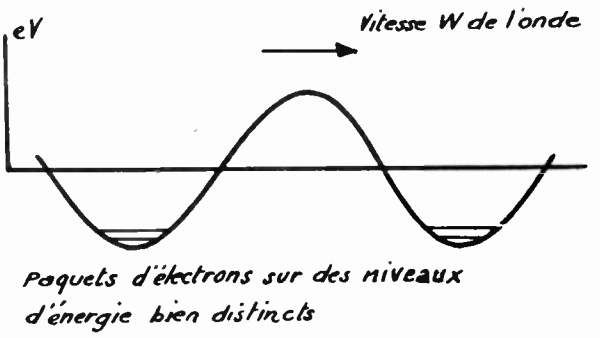


FIG. 4.

utiliser la mécanique ondulatoire. C'est ce que j'ai fait dans de récentes publications (3). La mécanique ondulatoire empêche les électrons de s'accumuler sans limite dans le fond des vallées de potentiel de l'onde. Il se forme, au fond de ces vallées de potentiel des niveaux discrets, séparés les uns des autres. Les électrons occupant un de ces niveaux sont couplés avec l'onde par une énergie de couplage bien déterminée, et le nombre d'électrons capables de tomber sur un certain niveau sera limité par le principe d'exclusion de Pauli. Il va de soi que l'onde est déformée et ne peut garder sa forme sinusoïdale. Le problème global est du type « self-consistent » et exigerait des calculs délicats d'approximations successives.

Nous arrêterons là cette discussion, dont le but essentiel était de bien préciser diverses difficultés théoriques qui semblent avoir échappé à de nombreux auteurs. Nous conclurons en espérant que ce court exposé aura son utilité en prévenant les auteurs des précautions à prendre avant de s'engager dans ces calculs.

(*) L. BRILLOUIN. Interaction between electrons and waves. *Proc. Nat. Acad. Sc.*, Vol. 41, p. 401 (1955).
cet article est reproduit dans le Chapitre XIV du livre :

L. BRILLOUIN et M. PARODI. Propagation des ondes dans les milieux périodiques. Masson, Paris (1956).

N° 4.1.08. — Contribution à la théorie du grand signal des tubes à ondes progressives

PAR

G. MOURIER

Columbia University, New York (U.S.A.) et Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Paris

I. Introduction.

Considérons l'espace d'interaction d'un T.P.O. La figure 1 représente schématiquement la surface S de la ligne à retard, les lignes de champ électrique de la ligne et l'enveloppe B du faisceau, définie par le champ magnétique de focalisation et la charge d'espace, v_φ étant la vitesse de l'onde libre ; si l'on place en A un électron lancé à la vitesse v_φ, il voyage avec l'onde en restant toujours dans la phase $E_z = 0$.

Si l'on part d'un faisceau continu occupant l'espace défini par B, on peut toujours créer un champ électrique de la ligne assez fort pour que le faisceau se résolve en paquets centrés autour des points A, A' etc... En général, les électrons oscilleront dans les paquets, ceux-ci se déformeront, certains électrons pourront même passer d'un paquet à un autre. Toutefois, les paquets donnent naissance à un champ électrique de charge d'espace E' dirigé suivant la figure 1 et de sens opposé au champ de la ligne.

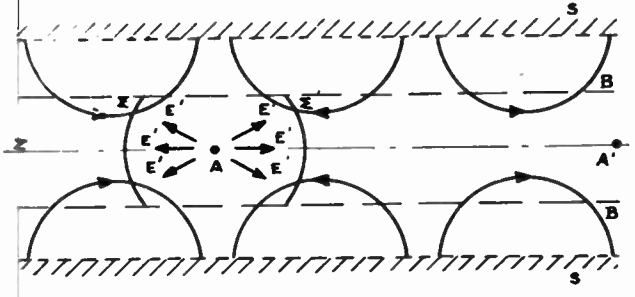


FIG. 1.

Il est clair qu'on peut toujours rassembler les électrons dans un volume compris entre les surfaces Σ et Σ' dans le cylindre B de façon à annuler la composante Ez du champ électrique total dans le paquet. A l'extérieur du paquet, Ez ne sera pas nul. Aucun électron ne sera alors soumis à aucune accélération et le faisceau se déplacera en bloc avec l'onde, à condition que l'atténuation du circuit soit négligeable. Il est aisé de voir que lorsque cet état est atteint, il se conservera car l'intégrale du travail des électrons dans un paquet est nulle. En effet, si $\vec{i}$ est la densité de courant électronique et E le champ électrique de la ligne

$$\int \vec{E}.\vec{i}\, dv = 0$$

puisque $\vec{i}$ est une fonction paire autour de A, et $\vec{E}$ une fonction impaire. Ceci n'est vrai que pour la puissance active.

D'autre part, cet état est stable puisque, si le paquet se contracte autour de A, le champ de charge devient plus grand que celui de la ligne et inversement. C'est donc un état d'énergie minimum, qui correspond à un rendement maximum : Enfin, l'énergie magnétique due au faisceau étant négligeable ($v_\varphi^2 \ll c^2$) et l'énergie électrique étant différente de celle de la propagation libre, on doit s'attendre à une modification de la vitesse de phase, paramètre important pour le calcul du rendement.

Rien ne garantit que ce régime s'établisse effectivement dans un tube. Ce n'est pas non plus souhaitable, car on n'a pas intérêt à amener le tube à complète saturation. Néanmoins, tout régime de saturation vers lequel le faisceau peut tendre en réalité ne peut être qu'un régime où les paquets oscillent autour de cet état d'équilibre.

Un tel régime peut exister aussi bien dans un système à deux dimensions que dans le système à symétrie circulaire qui vient d'être discuté. Un cas particulièrement simple est celui d'une nappe plane de courant infiniment mince transportant un courant fini. Les champs de charge d'espace restent finis partout, circonstance qui ne se présente pas à propos d'un faisceau cylindrique infiniment mince.

On peut encore distinguer deux cas :

a) Le champ électrique de la ligne est faible, ou encore le courant est fort : le champ de la ligne peut alors être compensé sans que les régions sans électrons apparaissent dans le volume du faisceau statique. On montrera que, au moins pour une nappe mince, le courant ne comporte pas alors d'harmoniques.

b) Le champ électrique de la ligne est intense, ou le courant

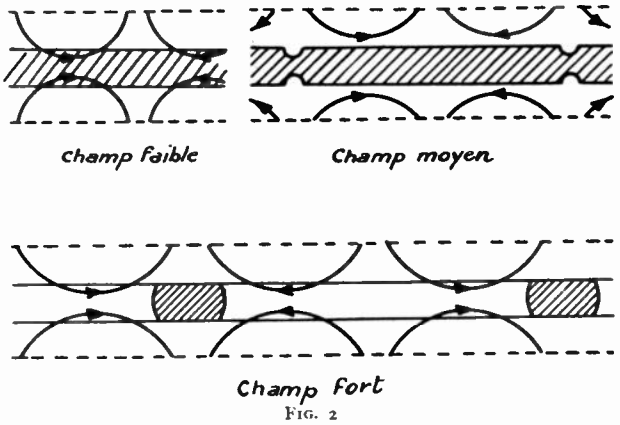


FIG. 2

est faible : il existe dans le volume du faisceau statique des régions sans électrons, ou même des paquets discrets. Le courant électronique comporte alors toujours des harmoniques. La figure 2 montre la forme du faisceau à l'équilibre pour différentes valeurs du champ de la ligne et pour la même valeur du courant. Elle sera comprise aisément si l'on songe que le champ électrique est minimum sur l'axe.

Dans les calculs qui suivent, on ne tiendra pas compte des harmoniques d'espace non synchrones avec le faisceau, hypothèse en général peu restrictive. En outre, on négligera la réaction du circuit sur le champ de charge d'espace, hypothèse justifiée dans la mesure où la distance entre le faisceau et le circuit est

grande. On n'examinera pas le cas où un harmonique de fréquence serait couplé au faisceau (générateur harmonique).

On supposera constamment que $v_\varphi^2 \ll c^2$, ce qui permet de dériver les champs d'un potentiel.

II. Nappe de courant infiniment mince.

1° Champ faible.

On choisit un système de référence $x\ y\ z$ se déplaçant avec le faisceau le long de x. Dans le plan $y = 0$ se trouve une charge superficielle variant comme :

$$\sigma = \sigma_0 + \sum_1^\infty \sigma_n \cos \frac{2\pi n x}{\lambda} \tag{1}$$

l'origine correspond à un maximum de charge et donc au point d'équilibre $E_x = 0$, $\frac{\delta E_x}{\delta x} < 0$ (nous choisissons par convention la charge de l'électron comme positive).

Si nous négligeons l'influence du circuit sur le champ de charge d'espace, les conditions

$$\frac{\delta E_x}{\delta x} + \frac{\delta E_y}{\delta y} = 0 \tag{2}$$

(valable partout sauf dans le faisceau)

et :

$$(E_y)_{y=+0} - (E_y)_{y=-0} = \frac{\sigma}{\varepsilon_0} \tag{3}$$

$$(E_x)_{y=+0} - (E_x)_{y=-0} = 0 \tag{4}$$

donnent pour $y < 0$

$$E_x = \frac{1}{2\varepsilon_0} \sum_1^\infty \sigma_n \sin \frac{2\pi n x}{\lambda} e^{\frac{2\pi n y}{\lambda}} \tag{5}$$

$$E_y = \frac{\sigma_0}{2\varepsilon_0} + \frac{1}{2\varepsilon_0} \sum_1^n \sigma_n \cos \frac{2\pi n x}{\lambda} e^{-\frac{2\pi n y}{\lambda}} \tag{6}$$

Le champ imposé étant pour $y = 0$

$$E_{x0} = -E_0 \sin \frac{2\pi x}{\lambda} \tag{7}$$

on doit avoir pour toutes les valeurs de x

$$E_x + E_{x0} = 0 \tag{8}$$

condition de champ total nul. On en tire :

$$\sigma_1 = 2\ \varepsilon_0\ E_0 \tag{9}$$

$$\sigma_n = 0 \qquad n \geqslant 2 \tag{10}$$

La charge superficielle ne comporte donc pas d'harmoniques.

Elle s'écrit :

$$\sigma = \sigma_0 + 2\ \varepsilon_0\ E_0 \cos \frac{2\pi x}{\lambda} \tag{11}$$

σ_0 est indéterminé, mais, comme σ ne peut être négatif (charge nette de signe opposé à celle de l'électron), on a :

$$\sigma_0 \geqslant 2\ \varepsilon_0\ E_0 \tag{12}$$

Si P est la puissance $H\ F$ transportée par la ligne, Z l'impédance de couplage, on a :

$$E_0 = \sqrt{2 \left(\frac{\omega}{v_0}\right)^2 P\ Z} \tag{13}$$

et (12) devient :

$$i_0 = \sigma_0\ v_0 \geqslant 2 \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{2\ P Z} \tag{14}$$

Admettons que la largeur du faisceau (direction z) soit $\frac{\lambda_0}{4}$ λ_0 étant la longueur d'onde dans le vide, le courant total doit obéir à l'inégalité :

$$I_0 = i_0 \frac{\lambda_0}{4} \geqslant \pi \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \sqrt{2\ P Z} = \frac{1}{120} \sqrt{2\ P Z} \tag{15}$$

Si par exemple $P = 1$ watt, $z = 50\,\Omega$, on obtient

$$I_0 \geqslant 83\ \text{mA}$$

Si la puissance appliquée est 83 watts, la tension est 1 000 V et la pervéance $2{,}6.10^{-3}$.

Si le courant est plus bas, le faisceau se rompt et l'analyse précédente n'est plus valable. Il apparaît nécessairement dee harmoniques dans le courant, puisque la charge superficiells s'annulle sur un segment fini le long de l'axe x entre les paquets.

2° Champ fort.

Les électrons sont répartis dans des bandes disjointes parallèles à l'axe z. La figure 3 *(a)* donne qualitativement la forme des lignes de champ de charge d'espace. La figure 3 *(b)* donne la variation le long de x du champ E_x de charge d'espace, du champ E_x de la ligne, et du champ total.

On ignore bien entendu la répartition de charge superficielle dans les paquets, ainsi que la longueur des paquets $\alpha\lambda$, λ étant la distance entre les centres des paquets. Cette répartition détermine entièrement le problème, puisque les champs doivent être nuls à l'infini dans la direction y, sauf le champ continu qui est constant (champ d'une nappe plane infinie de charge superficielle uniforme).

On sait que pour $-\frac{\alpha\lambda}{2} < x < \frac{\alpha\lambda}{2}$, le champ E_x de charge d'espace est :

$$E_x = E_0 \sin \frac{2\pi x}{\lambda} \qquad -\frac{\alpha\lambda}{2} < x < \frac{\alpha\lambda}{2} \tag{16}$$

En outre, en dehors des paquets, le champ E_y dans le plan de la nappe est nul par raison de symétrie :

$$E_y = 0 \qquad \left|\frac{\alpha\lambda}{2}\right| < |x| < \left|\frac{\lambda}{2}\right| \tag{17}$$

Si l'on tient compte de la périodicité, ces renseignements sont suffisants pour calculer les champs dans tout l'espace.

Dans le but de simplifier l'écriture, nous posons

$$\frac{2\pi x}{\lambda} = \xi$$

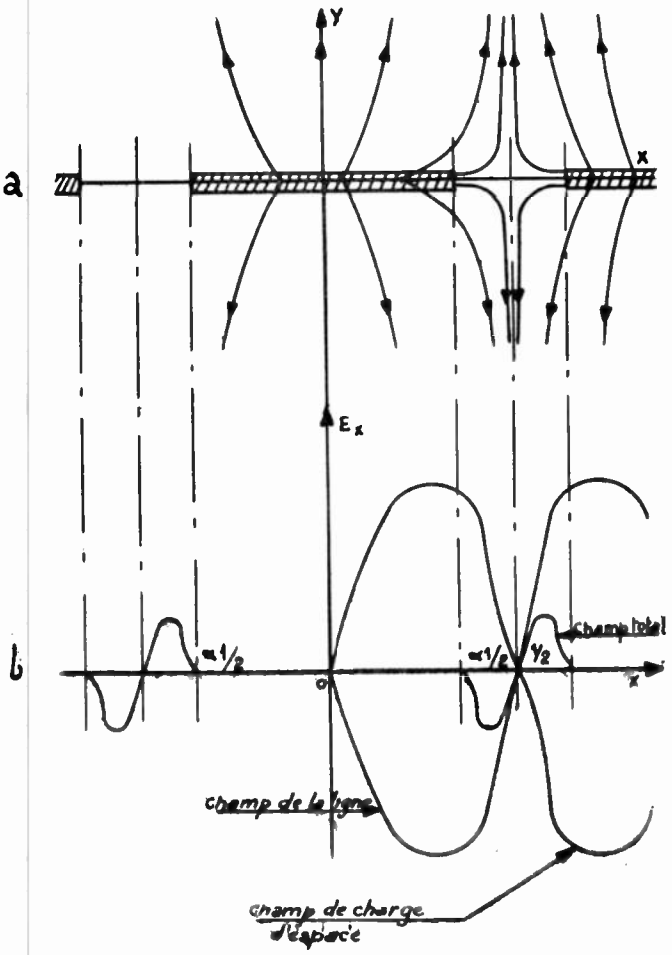


FIG. 3

L'origine étant au centre d'un paquet, nous savons que E_x et E_y sont donnés sur l'axe x par :

$$E_x = \sum_1^\infty e_n \sin n\xi \qquad (18)$$

$$E_y = \frac{e_0}{2} + \sum_1^\infty e_n \cos n\xi \qquad (19)$$

à cause de l'équation de Laplace, des conditions aux limites pour $y = \pm\infty$ et des considérations de périodicité et de symétrie. Nous pouvons nous restreindre à l'intervalle $0 < \xi < \pi$. Nous examinons le problème général où E_x est donné pour $0 < \xi < \alpha\pi$ et E_y pour $\alpha\pi < \xi < \pi$ par des fonctions arbitraires sujettes uniquement aux propriétés de symétrie du problème particulier initial. On a alors :

$$0 < \xi < \alpha\pi \qquad E_x = f(\xi) = \sum_1^\infty a_n \sin \frac{n\xi}{\alpha} \qquad (20)$$

$$\alpha\pi < \xi < \pi \qquad E_y = g(\xi) = \frac{C_0}{2} + \sum_1^\infty C_n \cos n \frac{\xi - \pi}{1 - \alpha} \qquad (21)$$

Les fonctions f et g sont définies seulement dans les intervalles indiqués et nous les supposons développées en séries de FOURIER appropriées à leur symétrie. Ces fonctions sont connues.

Dans l'intervalle où f et g ne sont pas définies, on a également :

$$\alpha\pi < \xi < \pi \qquad E_x = f'(\xi) = \sum_1^\infty b_n \sin n \frac{\xi - \pi}{1 - \alpha} \qquad (22$$

$$0 < \xi < \alpha\pi \qquad E_y = g'(\xi) = \frac{d_0}{2} + \sum_1^\infty d_n \cos n \frac{\xi}{\alpha} \qquad (23)$$

où f' et g' sont des fonctions inconnues.

Attachons nous provisoirement à E_x. On peut obtenir 3 relations entre les e, les a et les b :

A) En considérant que (18) est définie par (20) et (22) on calcule les e en fonction des a et des b.

On obtient en notation matricielle :

$$e_p = A_{pn}\, a_n + B_{pn}\, b_n \qquad (24)$$

avec

$$A_{pn} = \frac{2}{\pi}\int_0^{\alpha\pi} \sin p\xi \sin n \frac{\xi}{\alpha}\, d\xi \qquad (25)$$

$$B_{pn} = \frac{2}{\pi}\int_{\alpha\pi}^{\pi} \sin p\xi \sin n \frac{\xi - \pi}{1 - \alpha}\, d\xi \qquad (26)$$

B) En considérant que (20) est définie par (18)

$$a_p = C_{pn}\, e_n \qquad (27)$$

avec

$$C_{pn} = \frac{2}{\alpha\pi}\int_0^{\pi} \sin \frac{p\xi}{\alpha} \sin n\xi\, d\xi \qquad (28)$$

C) En considérant que (22) est définie par (18)

$$b_p = D_{pn}\, e_n \qquad (29)$$

$$D_{pn} = \frac{2}{\pi(1 - \alpha)}\int_{\alpha\pi}^{\pi} \sin n\xi \sin \frac{p(\xi - \pi)}{1 - \alpha}\, d\xi \qquad (30)$$

En comparant ces équations, on remarque que l'on a :

$$C_{pn} = \frac{A_{np}}{\alpha} \qquad \text{ou} \qquad C = \frac{\widetilde{A}}{\alpha} \qquad (31)$$

$$D_{pn} = \frac{1}{1-\alpha} B_{np} \quad \text{ou} \quad D = \frac{\widetilde{B}}{1-\alpha} \tag{32}$$

$\widetilde{Q}$ désignant la matrice transposée de Q.

On doit remarquer que A_{on}, B_{on}, C_{on}, D_{on} sont indéterminés.

Il est clair que toutes ces matrices sont singulières (déterminant nul). Supposons que C ou D ne soit pas singulière. On pourrait alors inverser (27) ou (29) et obtenir e en fonction de a ou b, c'est-à-dire déterminer le champ dans tout l'espace en connaissant seulement la valeur de E_x dans un seul des deux sous espaces, ce qui est impossible. C et D sont donc singulières, ainsi que A et B d'après (31) et (32).

Nous pouvons écrire des équations correspondantes pour E_y et nous obtenons :

$$e_p = A'_{pn} C_n + B'_{pn} d_n \tag{33}$$

$$C_p = C'_{pn} e_n \tag{34}$$

$$d_p = D'_{pn} e_n \tag{35}$$

avec

$$A'_{pn} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha\pi}^{\pi} \cos p\,\xi \cos n \frac{\xi - \pi}{1-\alpha} d\,\xi \tag{36}$$

$$B'_{pn} = \frac{2}{\pi} \int_{0}^{\alpha\pi} \cos p\,\xi \cos n \frac{\xi}{\alpha} d\xi \tag{37}$$

$$C'_{pn} = \frac{2}{(1-\alpha)\pi} \int_{\alpha\pi}^{\pi} \cos p \frac{\xi - \pi}{1-\alpha} \cos n\,\xi\, d\,\xi \tag{38}$$

$$D'_{pn} = \frac{2}{\alpha\pi} \int_{0}^{\alpha\pi} \cos p \frac{\xi}{\alpha} \cos n\,\xi\, d\,\xi \tag{39}$$

$$C'_{pn} = \frac{1}{1-\alpha} A'_{np} \qquad C = \frac{1}{1-\alpha} \widetilde{A} \tag{40}$$

$$D'_{pn} = \frac{1}{\alpha} B'_{np} \qquad D = \frac{1}{\alpha} \widetilde{B} \tag{41}$$

Ces quatre matrices sont également singulières.

Pour résumer, nous avons :

$$e = Aa + Bb \quad (24) \qquad e = A'c + B'd \quad (33)$$

$$a = Ce \quad (27) \qquad c = C'e \quad (34)$$

$$b = De \quad (29) \qquad d = D'e \quad (35)$$

et nous cherchons e en fonction de a et c, toutes les matrices carrées étant connues.

D'après (24), Aa représente la série des coefficients pour $b = 0$, c'est-à-dire pour une fonction égale à $f(\xi)$ pour $0 < \xi < \alpha\pi$ et à 0 pour $\alpha\pi < \xi < \pi$. $f(\xi)$ étant connue, il n'est donc pas nécessaire d'effectuer la multiplication Aa et on obtiendra directement :

$$f_n = \sum_{q=1}^{\infty} A_{nq} a_q = (Aa)_n = \frac{2}{\pi} \int_{0}^{\alpha\pi} f(\xi) \sin n\,\xi\, d\,\xi \tag{36}$$

et une expression similaire pour

$$g = A'c \tag{37}$$

On doit remarquer encore que les sommations sous entendues dans (24) (27) (29) sont étendues de 1 à ∞, parce que e_0, a_0 et b_0 n'interviennent pas dans E_x. Au contraire, dans (33), (34), (35) les sommations sont étendues de 0 à ∞.

D'après (24), (29) et (36), on a

$$e = \quad + BDe \tag{38}$$

On a donc éliminé la quantité inconnue b.

D'après (33), (35) et (37).

$$e = g + B'D'e \tag{39}$$

B et D étant deux matrices dont les indices varient de 1 à ∞, on définit une matrice du même type :

$$Q = BD \tag{40}$$

On définit de même une matrice

$$Q' = B'D' \tag{41}$$

dont les indices varient maintenant de 0 à ∞ puisque B' et D' sont définies pour des indices nuls. En explicitant (38) et (39), on a :

$$e_n = f_n + \sum_{p=1}^{\infty} Q_{np}\, e_p \tag{42}$$

$$e_n = g_n + \sum_{p=0}^{\infty} Q'_{np}\, e_p \tag{43}$$

On peut maintenant remplacer Q_{np} par une matrice à laquelle nous donnerons le même nom, où p variera de 0 à ∞, avec $Q_{no} = 0$. Dans (42), la somme peut être étendue de 0 à ∞ et on obtient par soustraction :

$$0 = f_n - g_n + \sum_{p=0}^{\infty} (Q_{np} - Q'_{np})\, e_p \tag{44}$$

La matrice $Q_{np} - Q'_{np}$ n'est pas singulière. En effet, si elle l'était, on pourrait avoir des e_p, c'est-à-dire un champ électrique, non nul pour $f_n = 0$, $g_n = 0$, c'est-à-dire sans charges électriques. (Q et Q' ne dépendent pas de f et g). L'équation (44) est donc la solution du problème général.

Pour le problème particulier, on a

$$g = 0 \tag{45}$$

$$f(x) = E_0 \sin \frac{2\pi x}{\lambda} \tag{46}$$

En passant de nouveau à la variable x, on obtient :

$$f_n = \frac{2}{\lambda} E_0 \int_0^{\frac{\alpha\lambda}{2}} \sin \frac{2\pi x}{\lambda} \sin \frac{2n\pi x}{\lambda} dx = \tag{47}$$

$$= \alpha E_0 \left[\frac{\sin (n-1)\alpha\pi}{(n-1)\alpha\pi} - \frac{\sin (n+1)\alpha\pi}{(n+1)\alpha\pi} \right]$$

avec

$$\frac{\sin 0}{0} = I$$

Les e_n sont solutions du système infini

$$\sum_{p=0}^{\infty} (Q'_{np} - Q_{np})\, e_p = f_n \tag{48}$$

Il est possible d'obtenir une expression relativement simple de $Q - Q'$.

En effet, d'après (40), (32) et (26)

$$Q_{np} = B_{ns}\, D_{sp} = \frac{B_{ns}\, B_{ps}}{1-\alpha}$$

$$= \frac{4}{\pi^2} \frac{1}{1-\alpha} \sum_{s=1}^{\infty} \left[\int_{\alpha\pi}^{\pi} \sin n\xi \sin s \frac{\xi - \pi}{1-\alpha} dx \right] \tag{49}$$

$$\times \left[\int_{\alpha\pi}^{\pi} \sin p\xi \sin s \frac{\xi - \pi}{1-\alpha} dx \right]$$

Dans cette expression, les sinus représentent des composantes de champ électrique pour $y = 0$. Le faisceau infiniment mince étant une abstraction, on doit comprendre :

$$\sin \frac{n\pi x}{\lambda} = \lim_{y \to 0} \sin \frac{n\pi x}{\lambda} e^{-\frac{n\pi y}{\lambda}}$$

Pour $y > \varepsilon$, la série (49) est donc uniformément convergente. On peut donc intervertir les Σ et les $\int$ et on obtient :

$$Q_{np} = \frac{4}{\pi^2} \frac{1}{1-\alpha} \int_{\pi\alpha}^{\pi} \sin n\xi\, d\xi \int_{\alpha\pi}^{\pi} \sin p z \tag{50}$$

$$\left[\sum_{s=1}^{\infty} \sin s \frac{\xi - \pi}{1-\alpha} \sin s \frac{z - \pi}{1-\alpha} \right] dz$$

La série sous le radical peut être évaluée aisément, grâce à l'équation :

$$\sum_{p=1}^{\infty} \cos \rho (u, v) = -\frac{1}{2} + \pi\, \delta (u, v)$$

avec

$$\delta (u, v) = \begin{cases} 0 & u \neq v \\ \infty & u = v \end{cases}$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta (u, v)\, dv = 1$$

On obtient :

$$\sum_{s=1}^{\infty} = \frac{\pi}{2} \delta \left(\frac{\xi}{1-\alpha}, \frac{z}{1-\alpha} \right) - \frac{\pi}{2} \delta \left(\frac{\xi - \pi}{1-\alpha}, -\frac{z-\pi}{1-\alpha} \right) \tag{51}$$

Mais, dans le domaine d'intégration, x est toujours différent de $-z$, donc $\delta \left(\frac{\xi - \pi}{1-\alpha}, -\frac{z-\pi}{1-\alpha} \right)$ est toujours nul dans le domaine d'intégration sauf pour $\xi = z = \pi$. Dans ces conditions, le deuxième terme de (51) n'apporte aucune contribution à (50). Par contre, il existe une droite sur laquelle $\frac{\xi - \pi}{1-\alpha} = \frac{z-\pi}{1-\alpha}$.

On a donc :

$$Q_{np} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha\pi}^{\pi} \sin n\xi \sin p\xi\, d\xi = \frac{-2}{\pi} \int_0^{\alpha\pi} \sin n\xi \sin p\xi\, d\xi \tag{52}$$

Un calcul analogue donne :

$$Q'_{np} = \frac{2}{\alpha\pi^2} \int_0^{\alpha\pi} \cos n\xi\, d\xi \times \int_0^{\alpha\pi} \cos p\xi\, d\xi \tag{53}$$

$$+ \frac{2}{\pi} \int_0^{\alpha\pi} \cos n\xi \cos p\xi\, d\xi$$

et finalement, avec (43)

$$Q'_{np} - Q_{np} = 2\alpha \left[\frac{\sin \alpha n\pi}{\alpha n\pi} \frac{\sin \alpha p\pi}{\alpha p\pi} + \frac{\sin (n-p)\alpha\pi}{(n-p)\alpha\pi} \right] \tag{54}$$

C'est une matrice symétrique, et facile à calculer.

On trouvera donc, en fonction de α et E_0, les quantités e_0, e_1, e_2....., dont

$$e_0 = \frac{\sigma_0}{\varepsilon_0} \tag{55}$$

donne la charge superficielle totale, et les autres les composantes des harmoniques

$$e_n = \frac{\sigma_n}{2\varepsilon_0} \tag{56}$$

3° Champ très fort (multiplicateur de fréquence).

Dans ce cas, les paquets sont courts

$$\alpha \ll 1 \tag{57}$$

et on a une première approximation en considérant que les forces de charge d'espace agissant sur un électron dans chaque paquet

sont uniquement dues aux électrons du même paquet. On aura alors, au lieu de séries de Fourier, des intégrales de Fourier et, au lieu d'un système infini d'équations linéaires, une équation intégrale. Cette approximation pourrait être perfectionnée en introduisant le champ des autres paquets comme si leur charge était concentrée au centre. Ce champ est facile à calculer.

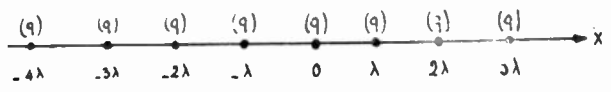


FIG. 4.

Dans un système à deux dimensions (Fig. 4), si q est la charge linéaire dans chaque paquet, λ la distance entre les paquets, dans le plan $y = 0$.

$$E_x = \frac{q}{2\pi\varepsilon_0} \sum_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{x - n\lambda} \tag{58}$$

représente le champ de tous les paquets

$$E_x = \frac{q}{2\pi\varepsilon_0} \frac{1}{x} \tag{59}$$

Le champ des paquets centré en $x = 0$

$$E_x = \frac{q}{2\pi\varepsilon_0} \left[-\frac{1}{x} + \sum_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{x - n\lambda} \right] \tag{60}$$

représente le champ de tous les paquets sauf le paquet 0 autour de $x = 0$ avec une très bonne approximation si (57) est remplie.

$$\sigma_0 = \frac{q}{\lambda} \tag{61}$$

est la densité moyenne de charge superficielle.

On peut réécrire (60) :

$$E_x = \frac{\sigma_0}{2\varepsilon_0} \left[-\frac{\lambda}{\pi\lambda} + \operatorname{cotg} \frac{\pi x}{\lambda} \right] \tag{62}$$

Cette expression nous servira plus tard, mais, au lieu de perfectionner l'approximation initiale comme il vient d'être indiqué, nous allons la simplifier en choisissant *a priori* une répartition de charge dans le paquet que nous considérons : nous admettrons que E_x varie dans le paquet et à l'extérieur, sur l'axe des x, suivant :

$$E_x = \frac{ax}{x^2 + d^2} \tag{63}$$

On reconnaît là le champ d'une charge linéaire placée en $x = 0$ $y = \pm d$.

En $x = 0$, c'est-à-dire dans le paquet,

$$E_x \simeq \frac{a\,x}{d^2} \tag{64}$$

et le champ doit compenser le champ de la ligne à l'intérieur du paquet. Le champ de la ligne étant

$$E_x = E_0 \sin \frac{2\pi x}{\lambda} \sim E_0 \frac{2\pi x}{\lambda} \tag{65}$$

on a

$$\frac{a}{d^2} = \frac{2\pi E_0}{\lambda} \tag{66}$$

On cherche maintenant E_x et E_y de la charge d'espace pour toute valeur de x et y. $E_x - jE_y$ doit être une fonction analytique (sauf peut-être en certains points) de $x + jy$ égale à (63) pour $y = 0$. On trouve :

$$E_x = \frac{ax}{x^2 + (y + d)^2} \tag{67}$$

$$E_y = \frac{a(y + d)}{x^2 + (y + d)^2} \tag{68}$$

pour $y > 0$. Pour $y < 0$, on change d de signe.

Ces expressions remplissent l'équation de Laplace pour $y \neq 0$. Elles se comportent à l'infini comme le champ d'une charge linéaire placée à l'origine, c'est-à-dire le champ du paquet en négligeant le dipôle et les multipôles ; le champ E_x varie autour de $x = 0$ de façon à compenser le champ de la ligne.

Elles impliquent à la vérité une charge superficielle non nulle dans tout le plan $y = 0$, mais celle-ci décroît rapidement lorsque l'on s'écarte du centre du paquet.

La charge totale du paquet est donnée par

$$\lambda\sigma_0 = 2\,\varepsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} E_y(x, 0)\,dx \tag{69}$$

$$\sigma_0 = \frac{2\pi\varepsilon_0 a}{\lambda} \tag{70}$$

Grâce à (66) et (70), on peut déterminer d, qui donne la mesure de l'étalement du paquet

$$d = \frac{\lambda}{2\pi} \sqrt{\frac{\sigma_0}{\varepsilon_0 E_0}} \tag{71}$$

Les équations (70) et (71) donnent les deux paramètres dans (67) et (68). On voit apparaître dans (71) le rapport $\frac{\sigma_0}{\varepsilon_0 E_0}$ dont l'importance était déjà soulignée par (12). Mais dans le cas présent, nos hypothèses impliquent :

$$\frac{\varepsilon_0 E_0}{\sigma_0} \gg 1 \tag{72}$$

La charge superficielle est donnée à partir de (68) par :

$$\sigma = 2\,\varepsilon_0 E_y(x, 0) = \frac{2\,\varepsilon_0 ad}{x^2 + d^2} \tag{73}$$

On peut la représenter par une intégrale de FOURIER :

$$\sigma = 2\,\varepsilon_0 a \int_0^{\infty} \cos kx\, e^{-kd}\, dk \tag{74}$$

Comme il existe un nombre infini de paquets équidistants, σ est en réalité une série de FOURIER de période λ que nous écrirons d'après (71) :

$$\sigma = \sigma_0 + \sum_1^\infty 2\ \varepsilon_0\ a\ \cos\frac{2\pi n x}{\lambda}\, e^{-\frac{2\pi nd}{\lambda}}\,\frac{2\pi}{\lambda} \qquad (75)$$

Cette équation donne la composition spectrale du faisceau. D'après (70) et (71), on a pour l'amplitude de l'harmonique n de σ

$$\sigma_n = 2\,\sigma_0\, e^{-n\sqrt{\frac{\sigma_0}{\varepsilon_0 E_0}}} \qquad (76)$$

Le passage de l'intégrale à la série de Fourier est autorisé car $\frac{2\pi d}{\lambda} \ll 1$ (éq. 57).

L'intérêt pratique de ce cas est qu'il s'applique à la génération d'harmoniques d'ordre élevé. Il est en effet nécessaire d'avoir des paquets très ramassés. On voit d'après (76) qu'une valeur élevée de $\frac{\varepsilon_0 E_0}{\sigma_0}$ donnera bien des harmoniques intenses.

L'expression (76) indique en outre que pour une valeur de E_0 et de n, si σ_0 croît à partir de 0, σ_n croît d'abord, passe par un maximum et décroît. En d'autres termes, si l'on désire construire un multiplicateur et si on est limité par la valeur de la puissance appliquée dans le fondamental, il existe un optimum du courant pour chaque harmonique. En effet, plus le courant augmente, plus les paquets s'étalent, et les harmoniques supérieures s'affaiblissent. Le maximum de σ_n est donné par

$$\sigma_{n_{max}} = \frac{8\,\varepsilon_0 E_0}{n^2}\,e^{-2} = 1{,}07\,\frac{\varepsilon_0 E_0}{n^2} \qquad (77)$$

et est obtenu pour

$$\frac{\varepsilon_0 E_0}{\sigma_0} = \frac{n^2}{4} \qquad (78)$$

On se souvient (équation 12) que $\frac{\sigma_0}{2\,\varepsilon_0}$ représente une intensité critique de champ du fondamental au-dessus de laquelle il existe toujours des harmoniques.

Le courant maximum dans un harmonique donné et le courant continu optimum sont inversement proportionnels au carré de son ordre et proportionnels à la racine carrée de la puissance disponible dans le fondamental. En outre,

$$\sigma_{n_{max}} = 2\,\sigma_0\, e^{-2} = 0{,}27\,\sigma_0 \qquad (79)$$

En fait, lorsque E_0 devient très grand, σ_n n'augmente presque plus (équation 76). On a

$$\frac{\varepsilon_0 E_0}{\sigma_0} = \frac{\varepsilon_0 E_0\, h\, v_0}{I} \qquad (80)$$

v_0 étant la vitesse du faisceau, h sa largeur, I le courant total. On peut réécrire :

$$\frac{\varepsilon_0 E_0}{\sigma_0} = \frac{V_r}{V_0}\,\frac{\omega_0 h}{c}\,\frac{Z_0}{120\pi} \qquad (81)$$

avec

$$V_r = \frac{E_0}{\omega_0/v_0} \qquad (82)$$

qui est de l'ordre de la « tension HF » dans le circuit qui produit E_0 si le couplage avec le faisceau est très bon. Z_0 est l'impédance continue du faisceau, ω_0 la fréquence angulaire du fondamental. $\frac{\omega_0 h}{c}$ est au plus de quelques unités, et plutôt moins, car le fait d'avoir un faisceau dont la largeur représente plusieurs longueurs d'onde de l'harmonique est en général défavorable.

La condition que $\frac{\varepsilon_0 E_0}{\sigma_0}$ soit grand signifie en général que $\frac{V_r}{V_0}$ doit être au moins de l'ordre de 1. Si le couplage du circuit au faisceau n'est pas très serré, $\frac{\varepsilon_0 E_0}{\sigma_0}$ sera d'autant plus faible et on aura intérêt à limiter le courant continu pour obtenir des harmoniques intenses.

Montrons encore dans quelle mesure il est justifié de négliger dans un paquet le champ de paquets voisins comme nous l'avons fait.

D'après (67) le champ d'un paquet est maximum pour

$$x = \pm d \qquad (83)$$

et égal à

$$E_x = \frac{a}{2d} = \frac{\sigma_0}{2\,\varepsilon_0}\sqrt{\frac{\varepsilon_0 E_0}{\sigma_0}} \qquad (84)$$

d'après (70) et (71). Supposons que σ_0 soit choisi de façon que le 5e harmonique soit maximum. D'après (78)

$$\frac{\varepsilon_0 E_0}{\sigma_0} = \frac{25}{4}$$
$$E_x = \frac{5}{4}\,\frac{\sigma_0}{\varepsilon_0} \qquad (85)$$

D'après (62), au même point, le champ des autres paquets est

$$E_x = \frac{\sigma_0}{2\,\varepsilon_0}\left[-\frac{\lambda}{\pi d} + \operatorname{cotg}\frac{\pi d}{\lambda}\right] \qquad (86)$$

avec, d'après (71)

$$\frac{\pi d}{\lambda} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\sigma_0}{\varepsilon_0 E_0}} = \frac{1}{5} \qquad (87)$$

qui donne :

$$E_x = 0{,}025\,\frac{\sigma_0}{\varepsilon_0} \qquad (88)$$

La comparaison de (85) et (88) montre qu'on peut négliger le champ des paquets voisins.

III. Conclusion.

On a montré comment des paquets stables peuvent exister à la saturation dans un amplificateur à ondes progressives du type O, et, pour un cas particulièrement simple, comment calculer cet état.

L'existence d'une configuration électronique stable est d'ailleurs indiquée par plusieurs travaux sur les grands signaux dans ces tubes (1), mettant un évidence des oscillations autour d'un état d'équilibre. Cet état est celui qui a été étudié ici, les oscillations sont fort complexes car on ne peut définir une fréquence unique. Elles sont excitées parce que, dans la partie active du tube, les paquets sont groupés autour de points où le champ électrique les freine, tandis que, lorsque les électrons ont achevé leur travail, leur position d'équilibre est dans un champ longitudinal nul.

Dans le présent travail, on s'est limité à des faisceaux plats infiniment minces et étendus. Des résultats directement utilisables n'ont pu être obtenus que dans un cas particulier correspondant en pratique à des multiplicateurs de fréquence. La complexité des résultats analytiques obtenus pour le cas le plus général étudié ici montre que la saturation dans les tubes usuels, de structure cylindrique, sera au mieux étudiée à l'aide de machines à calculer, par exemple à la cuve électrolytique.

(1) Voir par exemple P. K. TIEN, « A Large Signal Theory of Traveling Wave Amplifiers », *B. S. T. J.*, vol. XXXV, N° 2, March 1956.

N° 4.2.10. — Nouveaux types de lignes pour tubes hyperfréquences*

PAR

O. DOEHLER, B. EPSZTEIN, J. ARNAUD

Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil, Paris

Introduction.

On sait que les tubes dits « à propagation d'onde » (tubes oscillateurs ou amplificateurs fonctionnant à des longueurs d'ondes allant actuellement de 1 m à 1 mm) utilisent un faisceau d'électrons passant au voisinage d'une « ligne » qui permet la propagation d'une onde retardée synchrone avec le faisceau.

Les faisceaux peuvent être du type « O » (absence de champs statiques autres que le champ focalisateur) ou du type « M » (champs électrique et magnétique perpendiculaires entre eux et à la direction du faisceau). Dans le cas du faisceau « M », les électrons aboutissent en totalité sur la ligne à retard et celle-ci doit être capable de dissiper une forte puissance.

La forme du faisceau peut être d'autre part cylindrique, pleine, tubulaire ou plane et la ligne doit être adaptée à cette forme.

Une fois définies les caractéristiques du faisceau, les structures susceptibles d'interagir avec lui sont très variées. Ces structures seront sélectionnées en fonction de trois paramètres électriques (taux de retard voisin de c/V_e, V_e étant la vitesse des électrons ; dispersion correspondant à la bande passante désirée, et résistance de couplage élevée), et en fonction d'éléments tels que la dissipation thermique et la possibilité de réaliser la ligne avec une bonne précision. Ces paramètres ne sont pas indépendants et un choix s'impose dans chaque cas ; mais en dehors du cas où une faible bande passante est demandée ou dans le domaine millimétrique pour des questions de réalisation mécanique, ou encore dans le cas de très fortes tensions (faibles taux de retard), les lignes dites « à barreaux » constituent dans leur ensemble un bon compromis entre la bande passante, la résistance de couplage et la dissipation thermique.

En effet, la bande passante relative pour le fondamental augmente avec la vitesse de groupe V_g pour un taux de retard c/V_{ph} donné, V_{ph} étant la vitesse de phase.

D'un autre côté, la résistance de couplage est définie par :

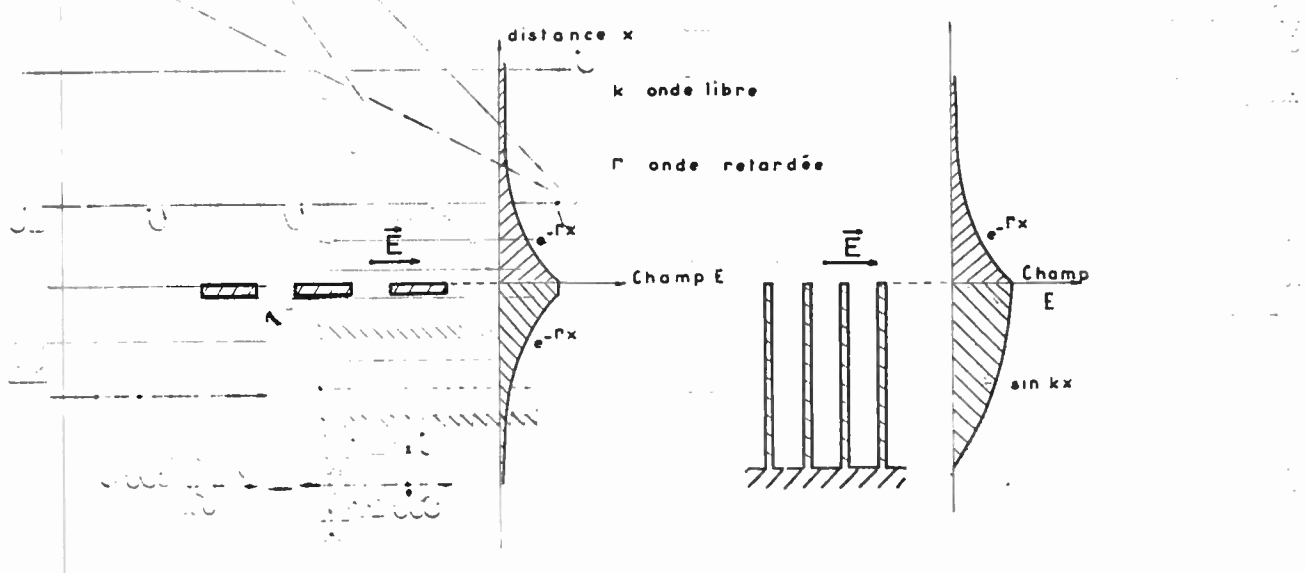
$$R\Omega = \frac{E \cdot E^*}{2\,\Gamma^2 P} \qquad [1]$$

E étant l'amplitude du champ longitudinal de l'harmonique d'espace utilisé, Γ la constante de propagation et P la puissance transmise à travers la ligne. On sait que :

$$V_g = \frac{P}{W} \qquad [2]$$

W étant la densité d'énergie électromagnétique dans la structure ; le produit de la résistance de couplage par une grandeur variant comme la bande passante est donc proportionnel, pour un taux de retard donné, au rapport de l'énergie localisée dans le champ E à l'énergie totale.

$$R\,\frac{V_g}{V_{ph}} \rightarrow \frac{E\,E^*}{W} \qquad [3]$$



a Type Barreau *b* Type vannes

FIG. 1.

* Cette étude a été effectuée dans le cadre du contrat ONR : N. 62558-951.

On a intérêt à rendre cette expression maximum ; pour les taux de retards élevés habituellement utilisés, la solution d'une structure infiniment plate (figure 1*a*) est à cet égard supérieure à celle d'une ligne d'épaisseur finie, (figure 1*b*) ; la première solution correspond aux lignes à barreaux qui seront étudiées ici, la seconde aux lignes à vannes sous forme plane et aux disks on rod, spiraled waveguides, etc,... sous forme circulaire.

Pour chacun de ces deux types il est possible en général d'augmenter, soit la résistance de couplage, soit la bande passante aux dépends de l'autre terme.

Un des buts essentiels de cette étude sera l'augmentation de la largeur utile de la ligne ; celle-ci permet en effet, dans le cas de faisceau plat ou de faisceau tubulaire, une augmentation proportionnelle de la puissance utile par suite de l'augmentation du courant, si par ailleurs la dissipation thermique et la résistance de couplage par unité de largeur sont conservées.

On verra que ce résultat peut être atteint dans des proportions importantes par l'emploi de structures « bidimensionnelles » ; mais que, en dehors de cette solution il est possible de perfectionner les structures connues.

2. Lignes unidimensionnelles à barreaux.

a) La ligne interdigitale.

Cette ligne étudiée théoriquement par Fletcher [1] puis par Leblond et Mourier [2] est utilisée de façon courante sur le premier harmonique dans les carcinotrons « *O* » et « *M* » ; sur le second harmonique d'espace dans les tubes amplificateurs, le fondamental étant antisymétrique (nul au centre de la ligne) et à dispersion directe.

On constate expérimentalement l'existence d'une petite bande de coupure centrée autour de $\lambda = 4\,l$, l étant la longueur des doigts et λ la longueur d'onde. Cette coupure est due à la construction de la ligne sous forme de deux peignes ce qui entraîne un léger décalage systématique d'un type de doigts par rapport à l'autre ; la bande de coupure qui en résulte peut être calculée théoriquement ; la courbe de dispersion de la ligne déréglée est en effet donnée par :

$$\frac{\sin 2\pi\, l}{\lambda} = \pm\, 2\, \frac{\sqrt{\gamma_1\, \gamma_2}}{\gamma_1 + \gamma_2} \sin \frac{\varphi}{2} \qquad [4]$$

φ étant le déphasage entre deux doigts successifs de même type, et γ_1, γ_2 les capacités linéiques entre barreaux adjacents des deux peignes.

Les deux longueurs d'onde λ de coupure sont donc déterminées par :

$$\cos \frac{2\pi\, l}{\lambda} = \pm \frac{\varepsilon}{e}$$

si ε est le décalage d'un peigne par rapport à la position correcte et e la distance des faces en regard de deux doigts consécutifs supposés de section rectangulaire.

D'où une bande de coupure :

$$\frac{\Delta f}{f} \# \frac{4}{\pi} \frac{\varepsilon}{e} \qquad [5]$$

Cette bande se traduit dans les carcinotrons « *O* » par une augmentation du courant d'accrochage d'autant plus nette que les peignes sont individuellement bien réglés. Si la ligne est constituée de doigts rapportés indépendamment au lieu d'être constituée de deux peignes, cette coupure n'est donc pas observée.

b) Ligne a plafond central.

Cette structure a été étudiée à la Compagnie Générale de T.S.F. [2] [7], elle a été également utilisée par Karp [3] et étudiée par Pierce [4]. Cette structure possède un fondamental direct et est en principe utilisée dans les amplificateurs (un *T. P. O. M.* à impulsions à $\lambda = 23$ cm utilise cette structure [10]).

Mais les lignes destinées aux amplificateurs doivent présenter une propriété supplémentaire : il ne doit pas exister, pour les taux de retard utilisés, de bande à dispersion inverse ; si cette condition n'est pas réalisée le tube peut osciller dans cette bande même s'il est parfaitement adapté.

La dispersion est donnée ici par (voir [2], page 315 équation 20)

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi\, l_1}{\lambda} \cdot \operatorname{tg} \frac{2\pi\, l_2}{\lambda} = \frac{K_2(\varphi)}{K_1(\varphi)} \text{ mode symétrique} \qquad [6]$$

$$-\operatorname{tg} \frac{2\pi\, l_1}{\lambda} \Big/ \operatorname{tg} \frac{2\pi\, l_2}{\lambda} = \frac{K_2(\varphi)}{K_1(\varphi)} \text{ mode antisymétrique} \qquad [7]$$

Les « K » étant dits « impédances caractéristiques des barreaux » et les « l » étant les longueurs des barreaux, l'indice 2 étant relatif à la région centrale, l'indice 1 à la partie extérieure.

On voit facilement que les premières bandes seront toutes à dispersion directe si $l_2 = 2\, l_1$. Mais il faut modifier cette conclusion s'il est nécessaire de sectionner les barreaux en leur milieu de façon à leur permettre une libre dilatation ; cette coupure ne modifie pas la propagation du mode symétrique mais le mode antisymétrique fait intervenir alors de façon essentielle la capacité entre les deux tronçons qui est mal connue. Cependant l'expérience semble montrer que les modes antisymétriques interviennent peu dans le fonctionnement des tubes.

Une étude expérimentale du mode antisymétrique a été faite pour une ligne fonctionnant dans la bande *L*, les barreaux étant fendus en leur milieu sur une largeur de 1 mm ; on trouve expérimentalement et théoriquement que les courbes de disper-

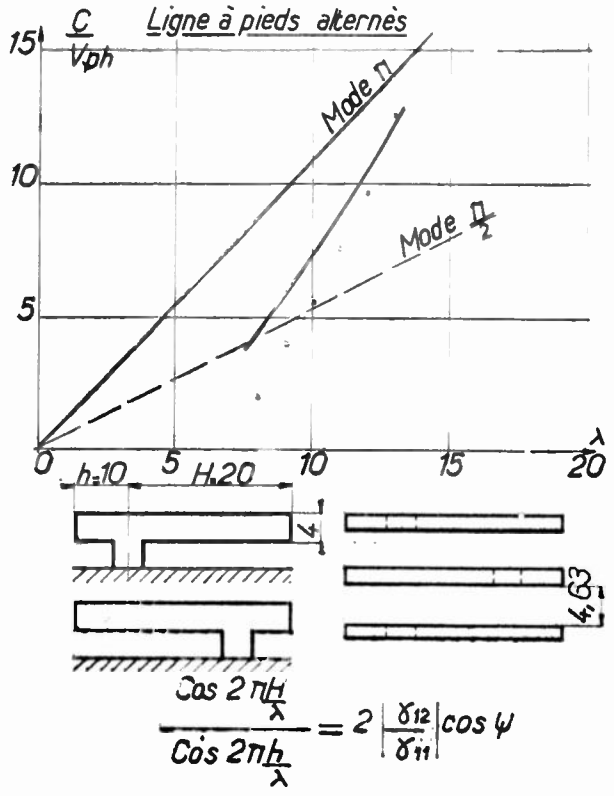


Fig. 2.

Dans l'expression indiquée ci-dessus, 2 ψ est le déphasage entre deux barreaux de même type et si l'on néglige l'influence du plafond on a $2\left|\frac{\gamma_{12}}{\gamma_{11}}\right| = 1$

sion du mode symétrique et antisymétrique sont très voisines. On a ainsi à $\lambda = 23$ cm :

Taux de retard calculés	Mode symétrique	6,4
	Mode antisymétrique	7,7
Taux de retard mesurés	Mode symétrique	6,6
	Mode antisymétrique	7,2

A partir de ces deux lignes existantes, on a étudié en particulier trois types de ligne présentant des propriétés intéressantes.

c) LIGNE A PIEDS ALTERNÉS.

Cette ligne étudiée en détail par LEBLOND [6] est représentée figure 2.

Ses caractéristiques essentielles sont les suivantes, par rapport à la ligne interdigitale :

— Largeur d'environ 1/3 plus élevée.

— Dispersion plus forte donc résistance de couplage plus élevée.

La courbe d'adaptation de cette ligne montre que le taux d'ondes stationnaires reste inférieur à 2 de 9 à 12 cm. On vérifie ainsi qu'il n'y a aucune coupure au mode $\frac{\pi}{2}$ la ligne étant constituée de doigts rapportés.

d) LIGNE A PLAFOND CANNELÉ [7].

Il s'agit d'une ligne à plafond central dans le plafond de laquelle ont été ménagées des fentes où pénètrent des barreaux (figure 3 *a*), ceci a pour effet d'augmenter l'amplitude du premier harmonique d'espace par rapport à celle du fondamental (le rapport passe environ de 0,6 à 2,4) ; cette ligne peut donc être substituée à la ligne interdigitale dans les carcinotrons et elles est deux fois plus large que celle-ci.

On peut la rapprocher de la ligne appelée « rising sun » dans l'article cité en [2]. On a en effet été conduit pour des raisons pratiques à donner à la ligne « rising sun » la forme représentée figure 3 *b* ; dans ce cas, si l'on néglige la réactance des liaisons à la masse des barreaux courts, on est conduit identiquement à la ligne à plafond cannelé ; on vérifie expérimentalement que les courbes de dispersions sont peu différentes. La ligne représentée figure 3 *b* est actuellement utilisée dans un carcinotron *M* fournissant 1 kW Bande *S* [11].

e) LIGNE INTERDIGITALE POUR AMPLIFICATEUR [9].

Si l'on désire utiliser une ligne interdigitale pour un amplificateur sur le fondamental et non sur le deuxième harmonique d'espace, on est gêné par la présence du premier harmonique à dispersion inverse qui correspond au même taux de retard.

On peut faire disparaître cette bande grâce à une dissymétrie convenable ; on peut en particulier allonger un des types de doigt par rapport à l'autre comme il est représenté figure 4. On constate théoriquement que la bande disparaît lorsque les doigts longs sont double des doigts courts, ce qui est vérifié expérimentalement.

En outre, on obtiendra un renforcement du fondamental aux dépends du premier harmonique en masquant pour le faisceau les doigts courts par les doigts longs ; c'est ce qui a conduit aux doigts à section triangulaire. Une telle ligne a été utilisée dans un *T.P.O.M.* en régime continu bande *L*.

Une telle structure peut alors être doublée symétriquement par rapport à l'axe de jonction des doigts courts et être comparée à la ligne classique à plafond central. L'avantage essentiel réside dans une dispersion plus faible et une fréquence de coupure basse inférieure à celle de la ligne à plafond central à moins de donner à cette dernière des dimensions transversales considérables.

En résumé, on peut proposer l'emploi de la ligne à plafond central pour les oscillateurs à onde inverse et la ligne interdigitale modifiée pour les amplificateurs à onde directe ; mais dans l'ensemble, le gain réalisé en largeur de ligne est modeste et une solution plus générale est obtenue par l'emploi des structures bidimensionnelles.

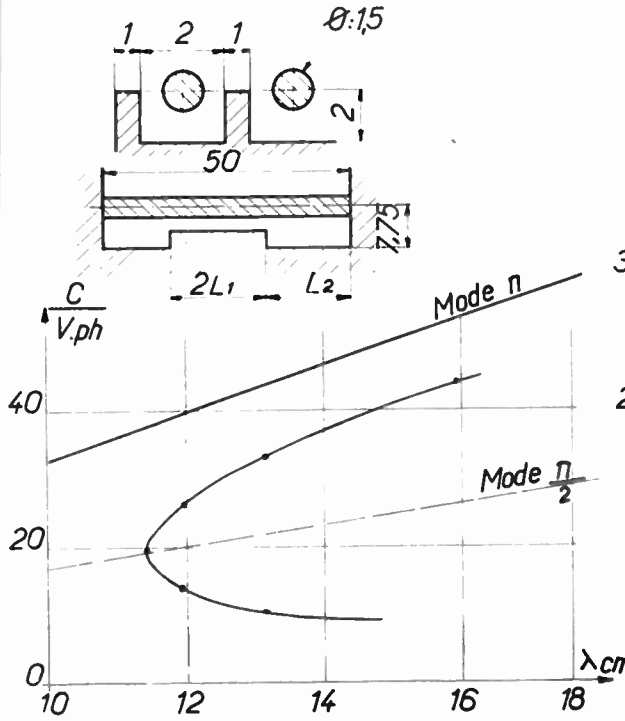


FIG. 3 *a*. — Ligne à plafond cannelé

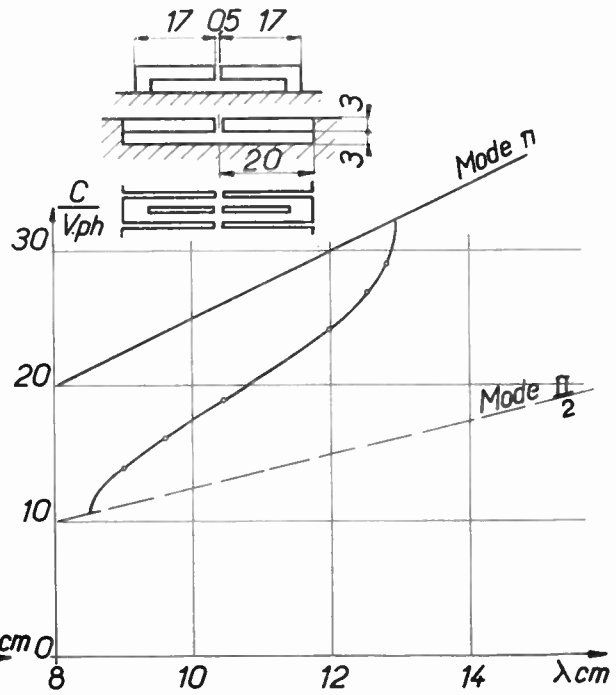
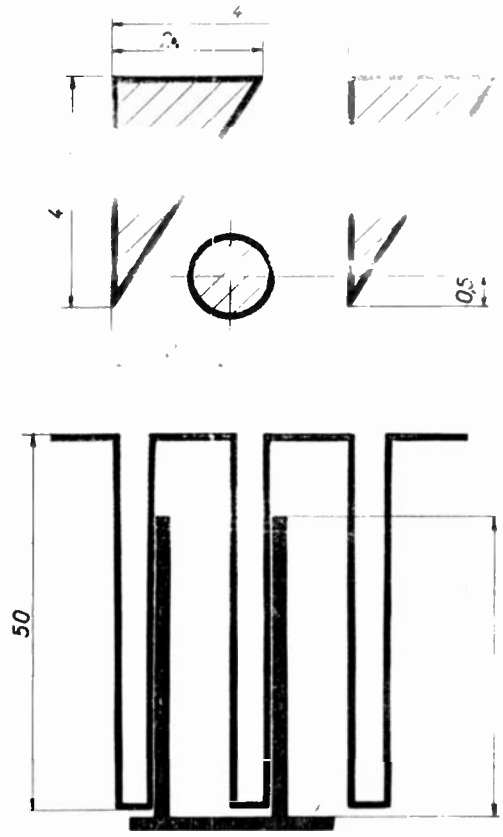


FIG. 3 *b*. — Ligne à barreaux non couplés aux extrémités



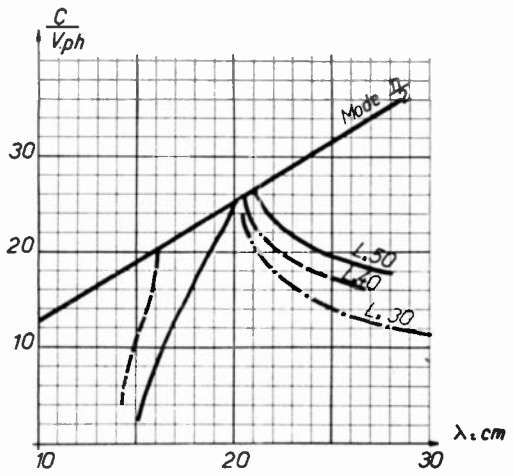


FIG. 4. — Ligne interdigitale pour amplificateur

3. Lignes tridimensionnelles [9].

CALCUL DES LIGNES TRIDIMENSIONNELLES A BARREAUX.

On peut développer les calculs présentés dans l'article cité en [2] pour un nombre quelconque de types de barreaux et dans le cas de trois dimensions.

On fera, outre les hypothèses classiques de la théorie des lignes multifilaires (transversalité et caractère stationnaire du champ) les hypothèses suivantes :

La périodicité est définie par les trois vecteurs $\vec{d_1}$, $\vec{d_2}$, $\vec{d_3}$; $\vec{d_2}$ et $\vec{d_3}$ étant perpendiculaires à $\vec{d_1}$; les barreaux sont parallèles à $\vec{d_1}$.

On peut décomposer la structure en cellules interconnectées entre elles par des liaisons équipotentielles qui sont par conséquent situées dans des plans perpendiculaires aux barreaux. Tout conducteur de longueur infinie situé dans un plan perpendiculaire aux barreaux a nécessairement un potentiel nul et est appelé « masse ».

Dans ces conditions, chaque cellule peut être décomposée en N sections, chaque section étant constituée d'au plus B barreaux uniformes. On va donc tout d'abord calculer la fonction de transfert d'une telle section uniforme.

Ayant fait choix d'une cellule origine, une cellule quelconque est définie par :

$$L\,\vec{d_1} + M\,\vec{d_2} + N\,\vec{d_3}$$

L, M, N étant entiers.

En outre on numérotera, à l'intérieur de la cellule, les différents barreaux par :

$$1,\ 2,\ 3,\ \ldots\ldots\ r,\ \ldots\ldots\ R,\ \ldots\ldots\ B.$$

On peut alors définir B^2 admittances caractéristiques, fonctions des deux déphasages φ_2 et φ_3 dans les directions $\vec{d_2}$ et $\vec{d_3}$, par les expressions :

$$Y_{rR} = c \sum_{M,N} \gamma^{r,M,N,R}_{o,o,o,r}\, e^{-j(N\varphi_2 + N\varphi_3)} \qquad [8]$$

$\gamma^{r,M,N,R}_{o,o,o,r}$ étant le coefficient d'influence linéique entre le barreau r de la cellule o, o, o et le barreau R de la cellule o, M, N. (On rappelle que le coefficient d'influence γ^{β}_{α} est égal à la charge prise par le conducteur β lorsque α est porté au potentiel + 1, les autres conducteurs étant au potentiel o).

On peut montrer que :

$$Y_{rR} = Y^*_{Rr} \qquad [9]$$

l'astérisque indiquant « conjuguée de ».

Considérons maintenant une section uniforme de longueur l les 2 B éléments d'entrée I (0) et V (0) seront donnés en fonction des 2 B éléments de sortie I (l) et V (l) par :

$$V^r(o) = \cos\frac{2\pi l}{\lambda}\, V^r(l) + j \sin\frac{2\pi l}{\lambda} \sum_R \frac{(-1)^{R+1}}{|Y|} |Y_{Rr}|\, I^R(l)$$

$$I^r(o) = \cos\frac{2\pi l}{\lambda}\, I^r(l) + j \sin\frac{2\pi l}{\lambda} \sum_R |Y_{rR}|\, V^R(l) \qquad [10]$$

où $|Y|$ est le déterminant des Y_{rR} et $|Y_{Rr}|$ le mineur relatif à la ligne R et à la colonne r.

(Dans le cas particulièrement simple où la ligne est bidimensionnelle et périodique suivant $\vec{d_1}$ et $\vec{d_2}$ et où il n'existe que deux types de barreaux de forme identique, et enfin où l'on néglige les capacités autres que les capacités γ_1 et γ_2 entre doigts adjacents et la capacité γ_0 des doigts par rapport à la masse :

$$\begin{aligned} Y_{11} &= Y_{22} = c\,(\gamma_0 + \gamma_1 + \gamma_2) \\ Y_{12} &= -\,c\,(\gamma_1 + \gamma_2\, e^{j\varphi}) \\ Y_{21} &= -\,c\,(\gamma_1 + \gamma_2\, e^{-j\varphi_2}) \end{aligned} \qquad [11]$$

Les capacités γ_1 et γ_2 étant entendues en valeur absolue).

Il suffit ensuite d'écrire les raccordements des N sections en tenant compte des interconnections suivant $\vec{d_2}$, $\vec{d_3}$.

Une fois obtenu le transfert total de la cellule (fonction de φ_2 et φ_3) on obtiendra la caractéristique de dispersion en écrivant que la somme des valeurs propres de la matrice est $e^{-j\varphi_1} + e^{-j\varphi_1} = 2 \cos \varphi_1$; dans le cas de deux types de barreaux seulement, la somme des valeurs propres se confond avec la somme des éléments diagonaux de la matrice et le calcul est simple.

Propagation d'ondes dans la structure.

La méthode de calcul indiquée précédemment conduit à une certaine fonction $F(\varphi_1\ \varphi_2\ \varphi_3\ \omega) = 0$; les constantes de propagation de l'onde mesurées dans les directions $\vec{d_1}$, $\vec{d_2}$, $\vec{d_3}$ seront données par les relations.

$$\Gamma_1 = \frac{\varphi_1 + 2\,l\pi}{|d_1|} ; \Gamma_2 = \frac{\varphi_2 + 2\,m\pi}{|d_2|} ; \quad \Gamma_3 = \frac{\varphi_3 + 2\,n\pi}{|d_3|} \qquad [12]$$

On montre d'autre part que la constante de propagation d'une onde $\vec{\Gamma}$ mesurée dans une direction oblique est obtenue en projetant orthogonalement $\vec{\Gamma}$ sur cette direction ; Γ_1, Γ_2 et Γ_3 ne sont donc pas les composantes cartésiennes de $\vec{\Gamma}$ mais ses projections orthogonales sur $\vec{d_1}\ \vec{d_2}\ \vec{d_3}$. La construction permettant d'obtenir $\vec{\Gamma}$ à partir de Γ_1 Γ_2 et Γ_3 est donc évidente.

Mais les angles $\varphi_1\ \varphi_2\ \varphi_3$ sont définis seulement à un multiple de 2π près ; ces différentes déterminations correspondent aux harmoniques d'espaces qui sont donc en triple infinité. On peut montrer [5] que les différentes valeurs de $\vec{\Gamma}_{l,m,n}$ correspondant aux harmoniques d'espace se déduisent de la valeur de $\vec{\Gamma}$ relatif au fondamental par des translations :

$$\vec{\Gamma}_{l,m,n} = \vec{\Gamma} + 2\pi\,[l\,\vec{b_1} + m\,\vec{b_2} + n\,\vec{b_3}] \qquad (13)$$

où $\vec{b_1}$, $\vec{b_2}$, $\vec{b_3}$ appelés vecteurs de base de réseau réciproque sont définis par :

$$\vec{b_i} \cdot \vec{d_k} = \delta_i^k \qquad [14]$$

δ étant le symbole de Kronecker.

Le tracé des surfaces $\vec{\Gamma}$ à ω constant sera limité pour le fondamental à un polyèdre ; les harmoniques d'espaces sont limités à des polyèdres identiques au premier et déduits de celui-ci par les translations indiquées ci-dessus.

Une autre relation classique importante pour la propagation des ondes est relative à la vitesse de groupe qui se confond avec la vitesse d'énergie et qui a pour expression :

$$V_g = \vec{\nabla}\Gamma \cdot \omega \qquad [15]$$

$\vec{\nabla}\Gamma$ signifiant gradient dans le plan des $\vec{\Gamma}$; ses composantes dans un repère cartésien orthogonal $x\ y\ z$ sont :

$$V_{gx} = \frac{\partial \omega}{\partial\, \Gamma_x}$$

$$V_{gy} = \frac{\partial \omega}{\partial\, \Gamma_y} \qquad [16]$$

$$V_{gz} = \frac{\partial \omega}{\partial\, \Gamma_z}$$

Limitation de la structure.

La structure envisagée jusqu'à présent occupait tout l'espace. Le but de ce paragraphe est l'étude des régimes qui s'établissent si l'on sépare une partie cylindrique de cette structure.

Soit $V_{L,M,N}\left(\vec{r}\right)$ l'état électrique d'un point repéré par le vecteur $\vec{r}$ à l'intérieur de la cellule L, M, N. D'après le théorème de Floquet, il peut exister des solutions telles que :

$$\left.\begin{aligned} V_{LMN}\left(\vec{r}\right) &= V_{000}\left(\vec{r}\right) e^{-j\,(L\varphi_1 + M\varphi_2 + N\varphi_3)} \\ \text{et } V'_{LMN}\left(\vec{r}\right) &= V'_{000}\left(\vec{r}\right) e^{-j\,(L\varphi'_1 + M\varphi'_2 + N\varphi'_3)} \end{aligned}\right\} \qquad [17]$$

avec :

$$\left.\begin{aligned} F(\varphi_1\ \varphi_2\ \varphi_3\ \omega) &= 0 \\ F(\varphi'_1\ \varphi'_2\ \varphi'_3\ \omega) &= 0 \end{aligned}\right\} \qquad [18]$$

On cherche à annuler la somme $V + V'$ en des points du réseau définis par :

$$\vec{r} + \Lambda \cdot \left[\lambda_1 \vec{d_1} + \lambda_2 \vec{d_2} + \lambda_3 \vec{d_3}\right] + \Lambda_2 \left[\mu_1 \vec{d_1} + \mu_2 \vec{d_2} + \mu_3 \vec{d_3}\right] + \Lambda_1 \left[\eta_1 \vec{d_1} + \eta_2 \vec{d_2} + \eta_3 \vec{d_3}\right] \qquad [19]$$

où les λ, μ, η sont des nombres entiers fixés à l'avance et Λ Λ_2 Λ_3 des nombres entiers pouvant prendre toutes les valeurs de $-\infty$ à $+\infty$.

La condition d'annulation de $V + V'$ s'écrit :

$$V_{000}\left(\vec{r}\right) + V'_{000}\left(\vec{r}\right) = 0 \qquad [20]$$

$$\left.\begin{aligned} \lambda_1(\varphi_1 - \varphi'_1) + \lambda_2(\varphi_2 - \varphi'_2) + \lambda_3(\varphi_3 - \varphi'_3) &= 2\pi\,\theta_1 \\ \mu_1(\varphi_1 - \varphi'_1) + \mu_2(\varphi_2 - \varphi'_2) + \mu_3(\varphi_3 - \varphi'_3) &= 2\pi\,\theta_2 \\ \eta_1(\varphi_1 - \varphi'_1) + \eta_2(\varphi_2 - \varphi'_2) + \eta_3(\varphi_3 - \varphi'_3) &= 2\pi\,\theta_3 \end{aligned}\right\} \qquad [21]$$

$\theta_1\ \theta_2\ \theta_3$ sont des nombres entiers arbitraires définissant les différents modes.

Donc, si l'on annule V (le potentiel par exemple) aux points définis en [19], le régime sera composé de deux ondes dont les différences de déphasages élémentaires $\varphi_1 - \varphi'_1$, $\varphi_2 - \varphi'_2$, $\varphi_3 - \varphi'_3$ seront déduits de [21] et dont la somme des amplitudes complexes est nulle au point $\vec{r}$ de la cellule o, o, o (équation 20).

Dans le cas bidimensionnel, ceci correspond à un nombre fini de valeurs de φ_1, φ_2 et φ'_1, φ'_2.

Dans le cas simple où $\lambda_1 = 1$; $\mu_1 = \lambda_2 = 0$ et en supposant que la structure soit telle que $F(\varphi_1, \varphi_2) = F(\varphi_1, -\varphi_2)$ ce qui, par suite de l'absence de corps gyromagnétique dans la structure entraîne d'ailleurs $F(\varphi_1, \varphi_2) = F(-\varphi_1, \varphi_2)$ on obtient :

$$\left.\begin{aligned} \varphi_1 &= \varphi'_1 \\ \varphi_2 &= -\varphi'_2 = \pi\,\frac{\mu_2}{\theta_2} \end{aligned}\right\} \qquad [22]$$

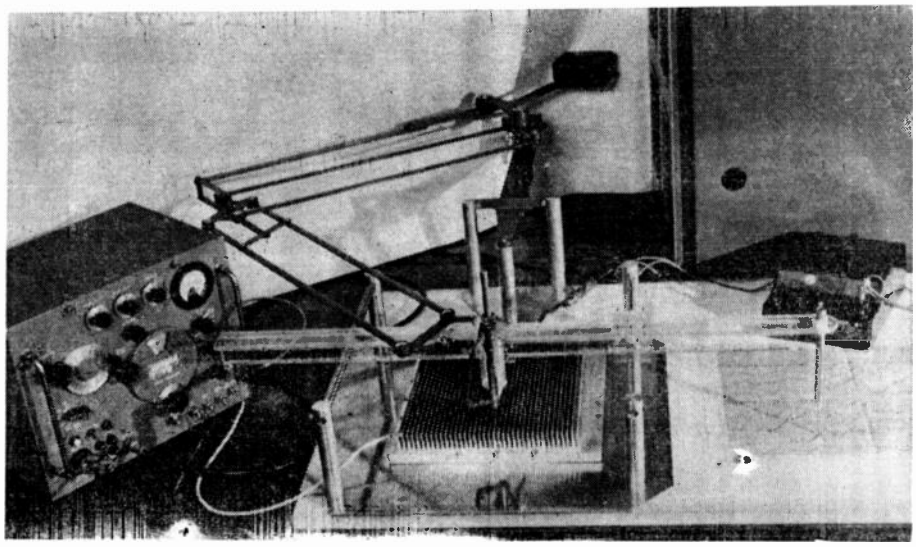


FIG. 5. — Appareillage de mesure

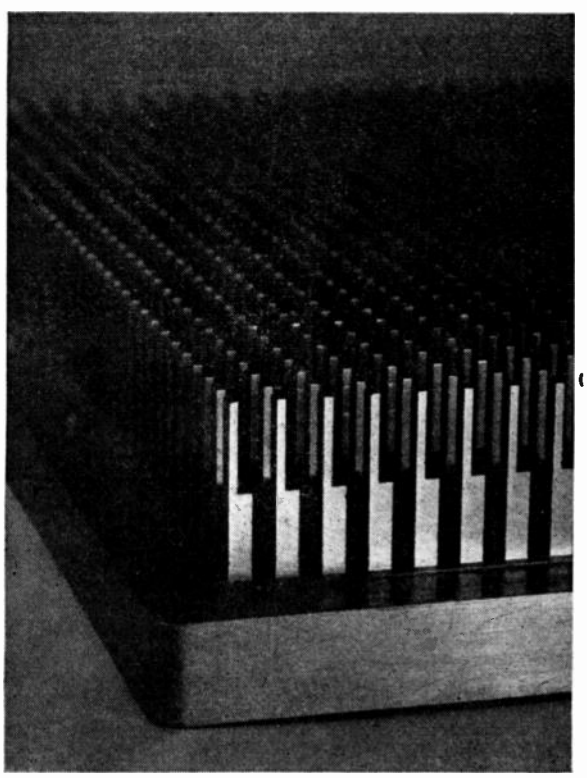
Ce qui correspond à un régime d'onde stationnaire suivant $\vec{d_2}$ et un régime d'onde progressive suivant $\vec{d_1}$; d'autre part, par suite de la symétrie, la somme des vitesses d'énergie des deux ondes est dirigée également suivant $\vec{d_1}$. Le potentiel de la cellule L, M est alors donné par :

$$\frac{V_{LM}\left(\vec{r}\right) + V'_{LM}\left(\vec{r}\right)}{V\left(\vec{r}\right)} = 2\sin\pi M\frac{\theta_2}{\mu_2} \qquad [23]$$

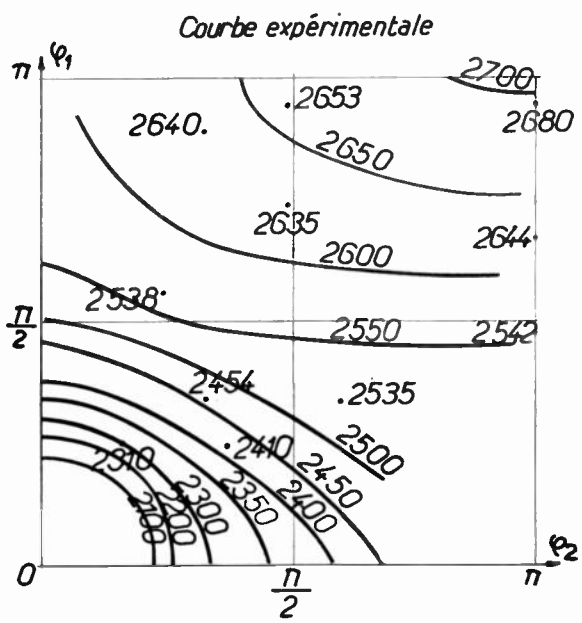
Ces diverses expressions permettent de calculer le régime qui s'établit lorsque l'on annule le potentiel d'un point unique de certaines cellules ; mais il ne sera possible de séparer une partie de la structure sans modifier la propagation que dans le cas de structures simples telles que celles qui seront envisagées ultérieurement, par un choix convenable du point d'annulation du potentiel.

MESURES SUR LES LIGNES BIDIMENSIONNELLES.

Dans le cas simple décrit ci-dessus, la méthode de mesure est immédiatement déduite des formules [22]. La structure étant limitée transversalement à μ_2 cellules et l'attaque étant telle que θ_2 ait une valeur unique (en général !), il suffit de mesurer par les méthodes classiques des lignes unidimensionnelles (Méthode des ondes stationnaires, du déplacement du court-circuit ou



a



b

FIG. 6. — Structure bidimensionnelle à poteaux verticaux

de la résonance) la constante de propagation suivant $\vec{d_1}$, d'où l'on déduit φ_1 ; φ_2 étant calculé par [22], on obtient le réseau de courbes $F(\varphi_1, \varphi_2, \omega) = 0$ en opérant pour diverses valeurs de μ_2 et de ω.

L'appareil représenté sur la figure 5 permet de mesurer la longueur d'onde retardée suivant $\vec{d_1}$ et de s'assurer que la répartition transversale du champ correspond à la valeur de θ_2 désirée.

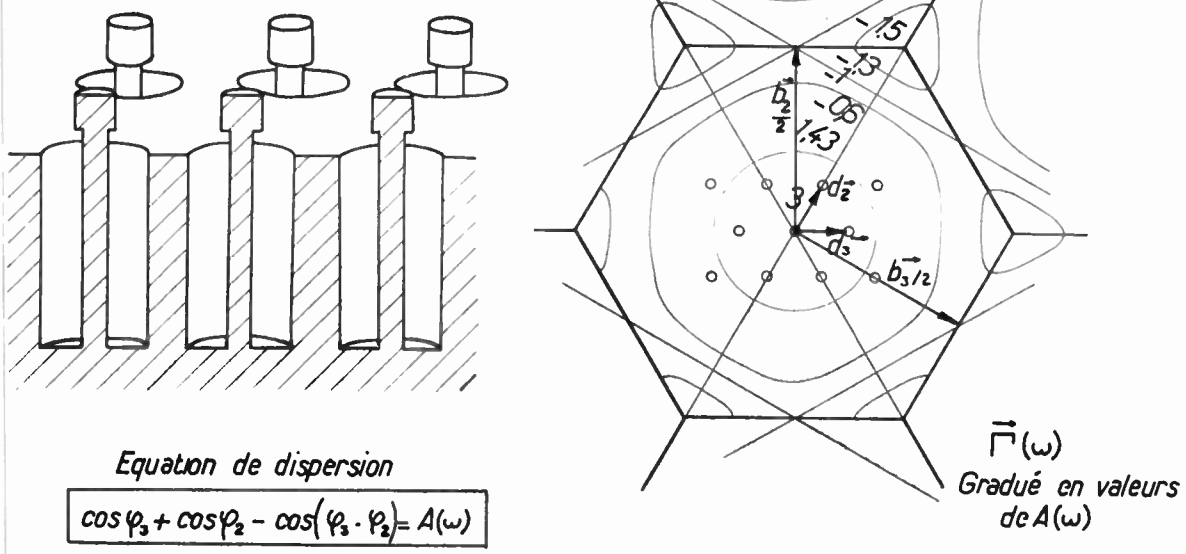


FIG. 7. — Ligne bidimensionnelle avec plafond

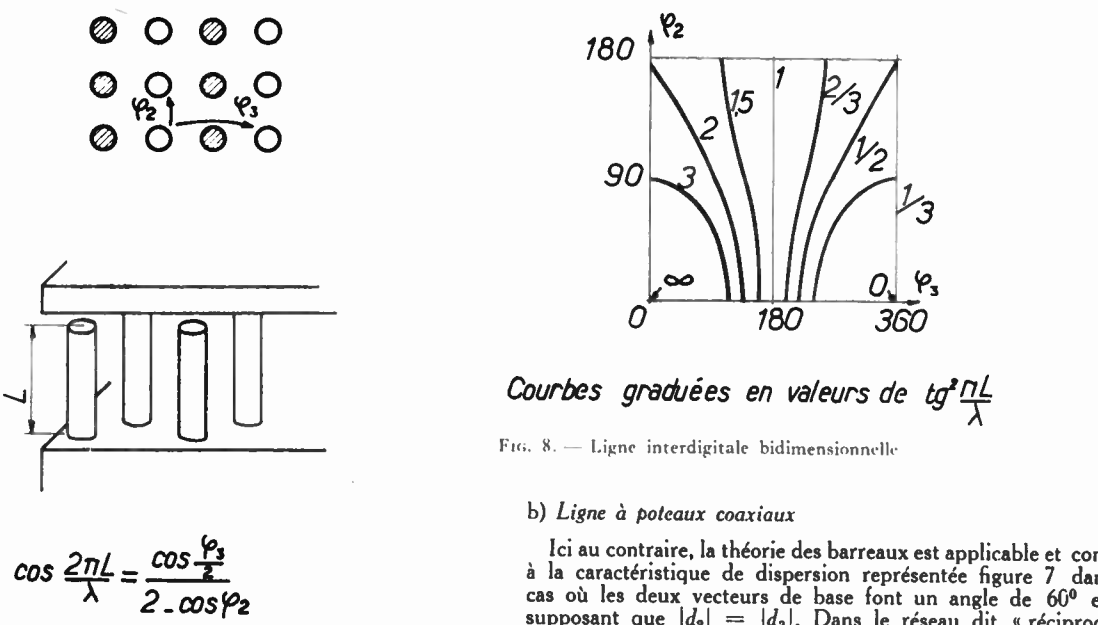


FIG. 8. — Ligne interdigitale bidimensionnelle

Dans les paragraphes suivants on considérera quelques structures particulières.

a) *Ligne à poteaux verticaux*

Le mécanisme de propagation de cette structure s'apparente en fait à celui de la ligne à vanne et non à celui des lignes à barreaux. On obtient une dispersion directe dans une bande de fréquence allant de $\lambda = 4\,l$, l étant la hauteur des poteaux, à $\lambda = \infty$; la figure 6*a* représente une photographie de la structure étudiée et la figure 6 *b* la caractéristique de propagation relevée en limitant la structure dans les deux directions principales du réseau ; les mesures faites dans ces deux directions sont concordantes. Les courbes sont tracées à fréquences constantes (fréquences indiquées en MHz).

b) *Ligne à poteaux coaxiaux*

Ici au contraire, la théorie des barreaux est applicable et conduit à la caractéristique de dispersion représentée figure 7 dans le cas où les deux vecteurs de base font un angle de 60° et en supposant que $|d_2| = |d_3|$. Dans le réseau dit « réciproque » l'hexagone régulier tracé correspond à la limite du fondamental, la distance de l'origine aux côtés étant $b_2/2$ et $b_3/2$. Dans l'expression indiquée figure 7, $A(\omega)$ est une fonction des capacités linéiques des tronçons coaxiaux et des capacités entre les sommets des poteaux.

c) *Ligne interdigitale multiple.*

Cette ligne est représentée figure 8 ainsi que la caractéristique théorique de dispersion ; les mesures faites ont confirmé les

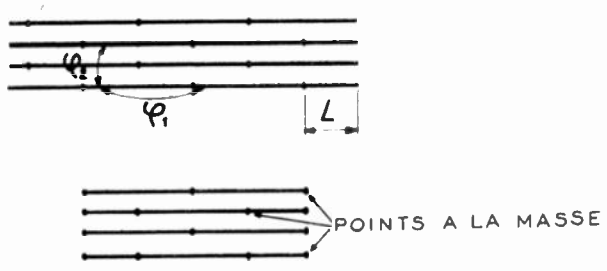


Schéma d'une ligne fonctionnant à $\varphi_1 = \frac{\pi}{2}$

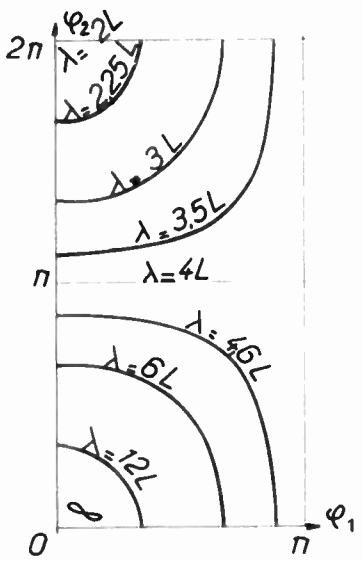


Fig. 9. — Ligne à fixation alternée

Dispersion : $\cos\frac{\varphi_1}{2} \times \cos\frac{\varphi_2}{2} = \cos\frac{2\pi L}{\lambda}$

Admittance d'entrée : $\frac{Y}{G_0} = 2\frac{tg\frac{\varphi_2}{2}}{tg\frac{2\pi L}{\lambda}}$

résultats théoriques. Pratiquement cette ligne ne peut évidemment être utilisée que dans le cas d'un carcinotron « *O* » à faisceaux plats multiples.

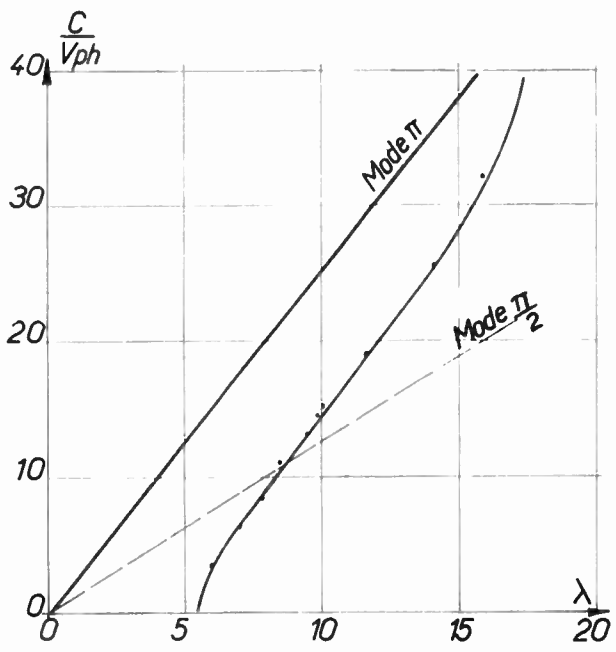
d) *Ligne à fixations alternées.*

Cette ligne est représentée sous forme plane figure 9 et sous forme circulaire figure 10 *b*. Sous cette dernière forme il est possible d'engendrer le mode $\varphi_1 = 0$ grâce à une attaque radiale ; pour ce mode, on trouve théoriquement et expérimentalement une courbe de dispersion identique à celle de la ligne interdigitale, ce qui est d'ailleurs évident physiquement.

La ligne circulaire (figure 10) est destinée à un carcinotron « *O* » ; mais la structure peut être envisagée sous forme plane, limitée au mode $\varphi_1 = \frac{\pi}{2}$ ou $\frac{\pi}{3}$, pour un carcinotron « *M* » ; l'inconvénient majeur est l'absence de possibilité de libre dilatation des barreaux.

e) *Ligne « en crochets ».*

Cette ligne est représentée figure 11. Réalisée sous forme circulaire (mode $\varphi_1 = 0$), les mesures ont montré que la courbe de dispersion est peu différente de celle d'une ligne interdigitale ; elle présente sur la structure précédente l'avantage de permettre une libre dilatation des barreaux. Cette structure est donc intéressante pour la réalisation d'un carcinotron.



a

b

Fig. 10. — Ligne à fixation alternée circulaire

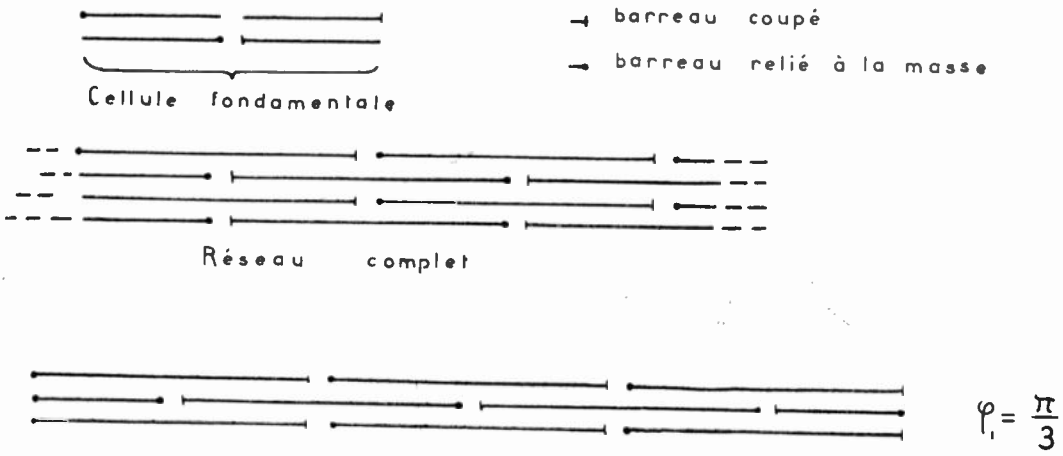


FIG. 11.

f) *Ligne dite « en tôle déployée ».*

Cette ligne représentée figure 12 semble particulièrement adaptée à la réalisation d'amplificateur ; elle possède une dispersion d'autant plus faible que la capacité linéique entre barreaux non adjacents (γ_2) ou par rapport au plafond (γ_0) est grande devant la capacité entre deux barreaux adjacents (γ_1). On est ainsi conduit soit à la forme « hélice », soit à la forme « plafond » si l'on cherche à réduire la dispersion.

En outre on constate expérimentalement que toutes les premières bandes sont à dispersion directe si une des sections composant la cellule a une longueur double de l'autre section.

UTILISATION DES STRUCTURES BIDIMENSIONNELLES.

Ces structures peuvent être utilisées de façon classique en les limitant transversalement comme il a été indiqué à 2, 3, 4,... N cellules ; mais un « carcinotron » utilisant une telle ligne pourra osciller en principe sur N fréquences simultanément ; en fait,

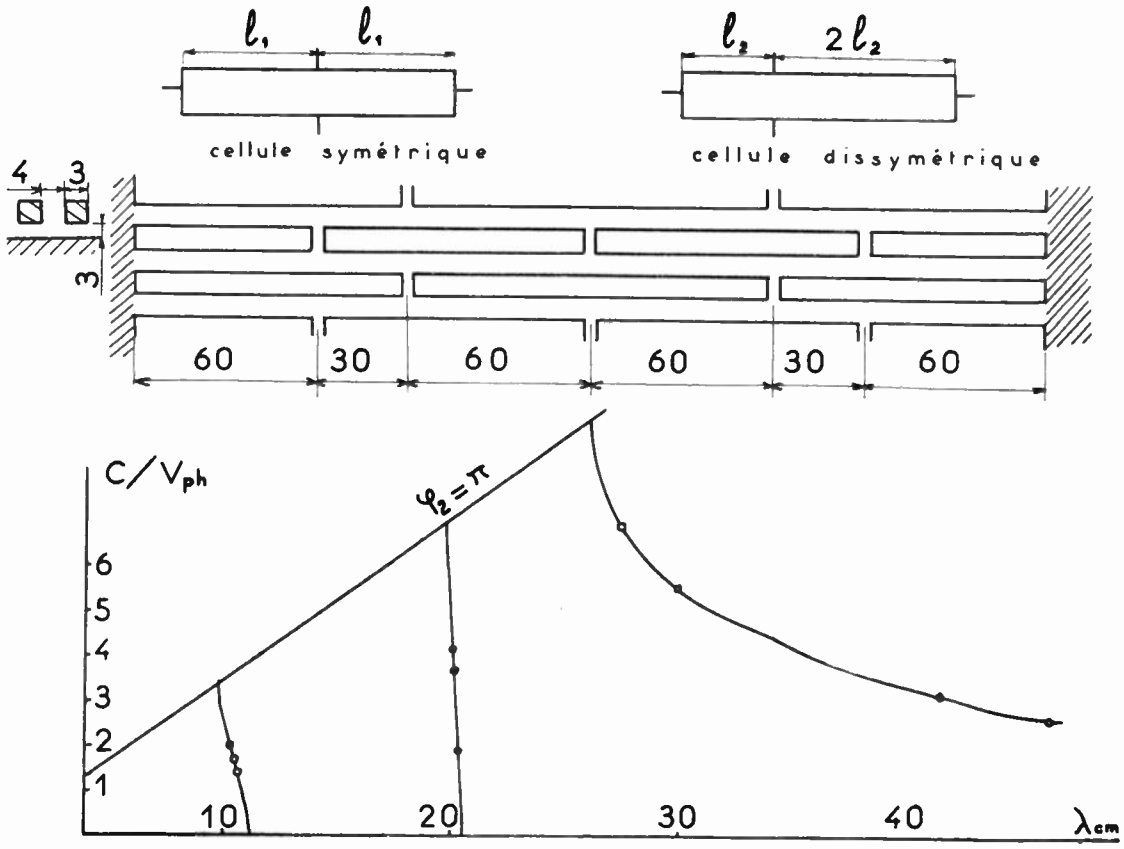


FIG. 12. — Ligne « tôle déployée »

par suite des non linéarités, il est nécessaire de construire un tube de ce type pour en juger. De ce point de vue la situation est plus favorable dans le cas d'un amplificateur si l'attaque est étudiée de façon à engendrer un mode unique. Il faut de plus noter l'existence de deux phénomènes favorables : d'une part le couplage réalisé entre les différentes parties de la structure par le faisceau lui-même (mouvement oblique des électrons ou phénomène de charge d'espace) et d'autre part la moins grande sensibilité d'une structure bidimensionnelle aux irrégularités mécaniques (l'onde électromagnétique pouvant contourner l'obstacle).

BIBLIOGRAPHIE

[1] FLETCHER. A broadband interdigital circuit. *P.I.R.E.*, 8-1952.

[2] LEBLOND-MOURIER. Etude des lignes à barreaux à structure périodique pour tubes électroniques U.H.F. *Annales de Radioélectricité*. 4-1954 et 10-1954.

[3] KARP. Travelling wave tube experiments at millimeter wavelenght with a new easily built space harmonic circuit. *P.I.R.E.* 1-1955.

[4] PIERCE. Propagation in linear arrays of parallel wires. *Trans. of I.R.E.* 1-1955.

[5] BRILLOUIN et PARODI. Propagation des ondes dans les milieux périodiques. Editeur Dunod. Page 117.

[6] Ligne à pieds alternés. Brev. Fr. 1.105.591.

[7] Ligne à plafond cannelé. Brev. Fr. 1.068-673.

[8] Ligne interdigitale pour amplificateurs. Brev. Fr. 1.034-007.

[9] Structures bidimensionnelles. Brev. C.S.F. 1117 et 1118.

[10] Se reporter à l'exposé de M. DUBOIS (Congrès International « Tubes Hyperfréquences » N° 4.6.04.

[11] Se reporter à l'exposé de M. GUILBAUD (Congrès International « Tubes Hyperfréquences ». N° 4.6.02.

N° 4.3.10. — Adaptation d'entrée et de sortie des tubes à ondes progressives

PAR

J. DASCOTTE

Le Matériel Téléphonique, Boulogne-Billancourt (France)

Sommaire :

Le problème de la transmission de plusieurs centaines de voies téléphoniques avec des feeders longs entre les émetteurs et les antennes, a conduit au développement d'une famille de tubes à ondes progressives permettant des adaptations rigoureuses à l'entrée et à la sortie.

Les tubes décrits sont amovibles, tandis que le focalisateur et les dispositifs de réglage de l'adaptation font partie des équipements. Des taux d'ondes stationnaires en tension de l'ordre de 1,02 peuvent ainsi être obtenus pour une fréquence quelconque entre 3 800 et 4 200 MHz.

Les procédés de mesure et d'enregistrement des impédances au voisinage de l'adaptation sont décrits, ainsi que les conditions imposées aux tubes à ondes progressives et aux circuits associés pour le maintien d'une bonne adaptation dans le temps.

1. Arguments en faveur des adaptations rigoureuses.

1.1. — Réglage dans une large bande et adaptation dans une bande étroite.

Les tubes à ondes progressives associés à des organes d'entrée et de sortie bien étudiés, permettent d'obtenir une amplification sensiblement constante dans une très large bande de fréquences, de l'ordre par exemple de $\pm$ 10 % autour de la fréquence centrale.

Pratiquement, il ne semble pas qu'il y ait d'utilisation directe de cette propriété, et l'emploi le plus fréquent des tubes à ondes progressives ne correspond qu'à des bandes passantes beaucoup plus réduites, de l'ordre par exemple du centième de la fréquence nominale.

C'est le cas de l'utilisation en amplificateurs d'émission pour des câbles hertziens transmettant en modulation de fréquence un signal multiplex composé de plusieurs centaines de voies téléphoniques.

Pour cette classe importante d'applications on demande au tube à ondes progressives, non seulement un certain gain et une certaine puissance de sortie, mais encore des adaptations très précises et la notion de bande passante à 3 dB perd de son intérêt devant la notion de coefficient de réflexion. En effet, en modulation de fréquence, de petites variations d'amplitude de l'onde porteuse sont sans répercussion importante sur la qualité de la liaison, tandis que les trajets multiples dus à des réflexions successives sont une des causes principales de limitation des performances.

Pour cette application, l'amplificateur idéal devrait avoir des coefficients de réflexion négligeables dans la large bande de fréquence correspondant à toute une zone allouée : par exemple 3 800 à 4 200 MHz.

On sait réaliser des antennes à grand gain qui dans une bande de cette étendue ont un coefficient de réflexion ne dépassant en aucun point 2 %. Les amplificateurs à ondes progressives sont encore très loin de cette qualité et l'on est obligé d'associer à une même antenne plusieurs amplificateurs réglés sur des fréquences étagées et adaptées chacun à une bande étroite de modulation. On peut déjà estimer satisfaisant que les mêmes tubes puissent, après réglage rapide, être utilisés dans ces amplificateurs étagés.

1.2. — Bruit d'intermodulation proportionnel au carré des coefficients de réflexion.

L'influence des adaptations sur la qualité d'une liaison est plus complexe que peut l'être par exemple celle de la puissance des émetteurs.

On conçoit aisément qu'une amélioration par un facteur 10 de la puissance de sortie des émetteurs puisse améliorer de 10 dB le rapport signal à bruits thermiques d'une liaison, mais il est certain que les bruits d'intermodulation sont susceptibles de limiter la capacité des liaisons à modulation de fréquence, dès que pour des raisons pratiques bien compréhensibles, l'on a choisi de laisser les équipements au sol et d'utiliser des guides d'onde relativement longs pour les réunir aux antennes.

Parmi les bruits d'intermodulation, ceux qui ont pour origine les trajets multiples dus aux réflexions entre les antennes et les équipements, sont proportionnels au carré des coefficients de réflexion des extrémités ; il se trouve que ces bruits ne peuvent être compensés, et il n'y a pas d'autre solution que de les ramener à une valeur admissible fixée à l'avance : dans ce sens, une amélioration de 10 dB pourra être obtenue si l'on peut diviser par $\sqrt{10}$ le coefficient de réflexion des équipements, c'est-à-dire pour les émetteurs le coefficient de réflexion à la sortie du tube à ondes progressives.

Naturellement, une telle amélioration ne pourra être obtenue que si les organes intercalés entre le tube et l'antenne n'ont eux-mêmes que des coefficients de réflexion négligeables.

C'est bien ainsi que le problème se présente en pratique pour une liaison devant transmettre par exemple 600 voies téléphoniques, et on est conduit à imposer au tube à ondes progressives un coefficient de réflexion de sortie qui ne peut être obtenu et maintenu, dans le temps, qu'avec un certain nombre de précautions.

1.3. — Ordre de grandeur des adaptations recherchées.

Sans entrer dans le détail du bilan des bruits thermiques et d'intermodulation que l'on est amené à établir dans un projet de câble hertzien à grand nombre de canaux, on peut estimer que pour une liaison à 600 voies téléphoniques, il est souhaitable de maintenir à chaque sortie d'émetteur, un coefficient de réflexion inférieur ou égal à 2,5 % dans une bande de 10 MHz, ou si l'on préfère, un taux d'onde stationnaire en tension inférieur ou égal à 1,05.

L'adaptation d'entrée de l'amplificateur à ondes progressives est à considérer également : en effet, les longueurs de guide

d'onde mises en jeu entre l'entrée du tube à ondes progressives et l'organe qui le précède sont, en général, très courtes, mais on rencontrera cependant sur ce trajet des filtres ayant un certain temps de transmission et équivalents, de ce point de vue, à un guide d'onde d'une longueur non négligeable.

1.4. — Utilisation possible des lignes unidirectionnelles.

S'il n'y avait pas de solution pratique pour obtenir du tube à ondes progressives les faibles coefficients de réflexion jugés nécessaires, on pourrait envisager d'intercaler des lignes à effet unidirectionnel, mais l'addition de ces organes supplémentaires ne se justifie que s'ils sont susceptibles eux-mêmes d'adaptation rigoureuse.

Il nous semble actuellement plus intéressant de rechercher des adaptations strictes pour les tubes à ondes progressives en réservant l'emploi des lignes unidirectionnelles, par exemple aux auto-oscillateurs hyperfréquence qui fournissent l'excitation.

2. Description des tubes, des circuits et des méthodes de mesure.

2.1. — Famille de tubes : a 4 000 MHz 1,5 watt et 8 watts.

Cette qualité d'adaptation précise à l'entrée et à la sortie est apparue plus facile à obtenir avec des tubes relativement longs, dans lesquels on peut modeler avec précision l'atténuation répartie le long de l'hélice. D'autre part, la préférence a été donnée à des organes d'entrée et de sortie en guide d'onde, plutôt qu'à des enfichages coaxiaux. Une famille de tubes à ondes progressives qui a été développée suivant cette orientation comporte, par exemple, pour la bande des 4 000 MHz deux tubes dont l'un à une puissance de sortie de 1,5 watt, l'autre une puissance de sortie de 8 watts (figure 1).

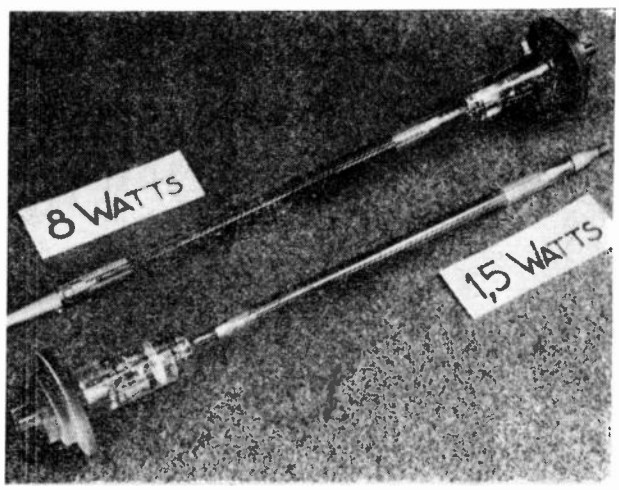


Fig. 1. — Photographie du tube 1,5 watt et du tube 8 watts.

Chaque tube est interchangeable dans un focalisateur qui est lié aux équipements, en sorte que le remplacement et le réglage rapide puissent être effectués sur une fréquence de travail quelconque comprise entre 3 800 et 4 200 MHz, Dans les stations comportant des amplificateurs à fréquence étagées, il n'y a que des tubes identiques à stocker pour la maintenance.

Focalisation et centrage sont électromagnétiques et réglables ; les guides d'ondes sont relativement plats, et prolongés par des sections de transition au guide français numéro six. Ces sections de transition ont une réflexion propre négligeable dans toute la bande (figure 2).

Il est prévu dans les équipements, des organes préréglés qui permettent, par une méthode de zéro, le réglage d'un tube quelconque lors d'une mise en service ou d'un remplacement.

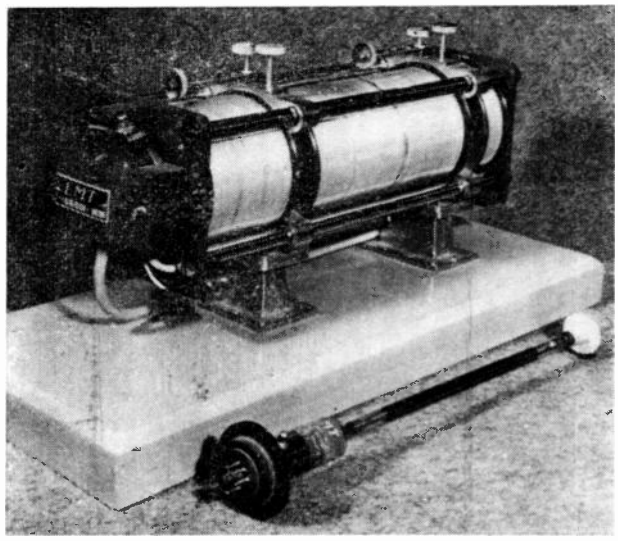


Fig. 2. — Tube 1,5 watt et son focalisateur.

2.2. — Difficultés de mesure sur le tube 8 watts.

Des mesures effectuées sur les deux tubes 1,5 watt et 8 watts ont mis en évidence cette différence que l'adaptation de sortie du tube 1,5 watt peut être réglée avec le tube non excité, tandis que pour le tube 8 watts, il n'en est pas de même.

Pour la mesure des coefficients de réflexion en sortie, une difficulté apparaît avec le tube le plus puissant : il y a des différences notables entre les mesures effectuées sur le tube excité normalement, et les mesures effectuées sans excitation. Avec 1 watt de sortie, il n'y a pas de différence appréciable.

Il en résulte que pour le tube 1 watt, on peut assez commodément faire une étude fine de l'influence des différents paramètres sur l'adaptation ; il suffit d'injecter vers le tube une onde en provenance d'un générateur et de mesurer le coefficient de réflexion à l'aide d'une ligne fendue. Pour le tube de plus grande puissance, la mesure devant être effectuée dans les conditions normales de fonctionnement, c'est-à-dire avec une excitation donnant la puissance de sortie normale, on doit faire appel à un montage plus compliqué.

Par exemple une fraction de l'onde de sortie du tube peut être modulée par un générateur à vidéo fréquence et renvoyée vers la sortie du tube à ondes progressives. Elle y subira une réflexion proportionnelle au coefficient que l'on cherche à déterminer ; à l'aide d'un détecteur sélectif, on pourra extraire l'onde modulée malgré la présence de l'onde non modulée.

On conçoit que mesurer dans ces conditions des coefficients de réflexion de l'ordre de 1 % nécessite l'emploi de coupleurs directionnels ayant des directivités de l'ordre de 40 dB : on sait réaliser des directivités de cet ordre, mais seulement dans une bande étroite et il en résulte que l'appareillage que nous venons de décrire sommairement n'est pas un procédé d'analyse fine : il permet le réglage et une mesure à une fréquence centrale ; il ne permet pas d'étudier les accidents du coefficient de réflexion de mégacycle en mégacycle avec une sécurité suffisante.

C'est une des raisons pour lesquelles l'étude des paramètres suceptibles d'avoir une influence sur l'adaptation a été faite sur le tube 1 watt non excité. Les résultats ont pu être vérifiés ensuite à la fréquence centrale et aux deux extrémités de bande dans les conditions d'excitation normales.

2.3. — Appareillage pour l'étude du tube 1 watt non excité.

Le procédé opératoire pour chacun des essais fut le suivant : à l'aide d'un système de coupleurs directionnels à grande directivité, on réalise l'adaptation pour la fréquence centrale choisie, ensuite on relève de mégacycle en mégacycle la courbe des coefficients de réflexion correspondant à ce réglage, puis, *sans retoucher au réglage*, on change un des paramètres (par exemple courant cathode) et l'on trace une nouvelle courbe.

Nous avons déjà remarqué que la recherche d'une adaptation précise pourrait aussi bien que l'étude d'un tube plus puissant, conduire à une amélioration de la capacité des liaisons : il est naturel que cette recherche implique des instruments de travail précis.

C'est ainsi que le générateur hyperfréquence doit être particulièrement stable ; nous avons utilisé un circuit comportant un tube coaxial à modulation de vitesse dont la fréquence a une stabilité meilleure que 10^{-5} et qui a été décrit dans la communication de MM. Bergère et Michaudon (1).

Pour éviter les opérations fastidieuses de réglage en fréquence, de mégacycle en mégacycle avec un ondemètre de précision, nous avons muni le générateur d'un tambour cylindrique d'interpolation sur lequel sont fixées les feuilles servant à l'enregistrement des courbes du taux d'ondes stationnaires en fonction de la fréquence. Cette articulation de l'appareillage a permis de relever, dans un temps raisonnable, un grand nombre de courbes correspondant à des variations de chacun des paramètres susceptibles d'avoir une influence sur l'adaptation (figures 3 et 4).

D'autre part, la mesure précise, de coefficients de réflexion de l'ordre de 1 % exige l'emploi de lignes de mesure d'une grande précision et les modèles que l'on trouve sur le marché et qui utilisent un chariot roulant ne donnent pas une satisfaction totale à cet égard. Nous avons été conduits à construire des lignes de grande précision dans lesquelles le chariottage se fait par glissement sur un chemin rectifié par rapport à la face interne du guide, avec une précision de l'ordre du 1/100 de millimètre (figure 5). Enfin, pour l'amélioration des correcteurs en guide

(1) Voir Communication Nº 3.09.

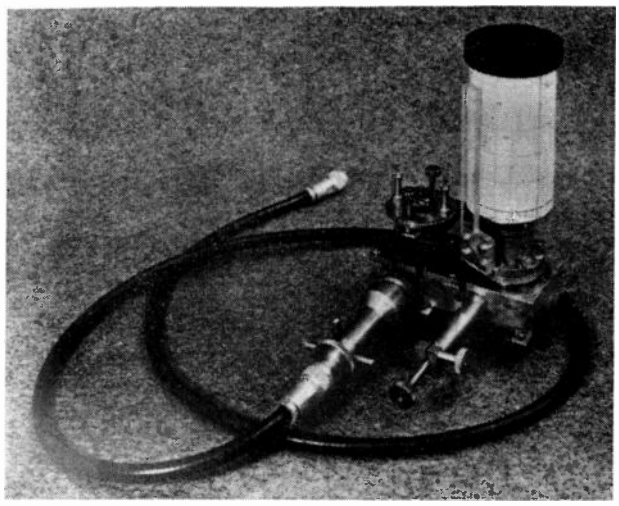


Fig. 3. — Générateur à tambour d'interpolation.

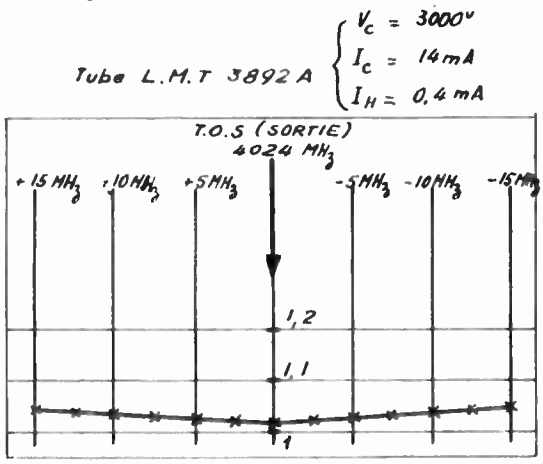


Fig. 4. — Exemple de feuilles d'enregistrement de TOS.

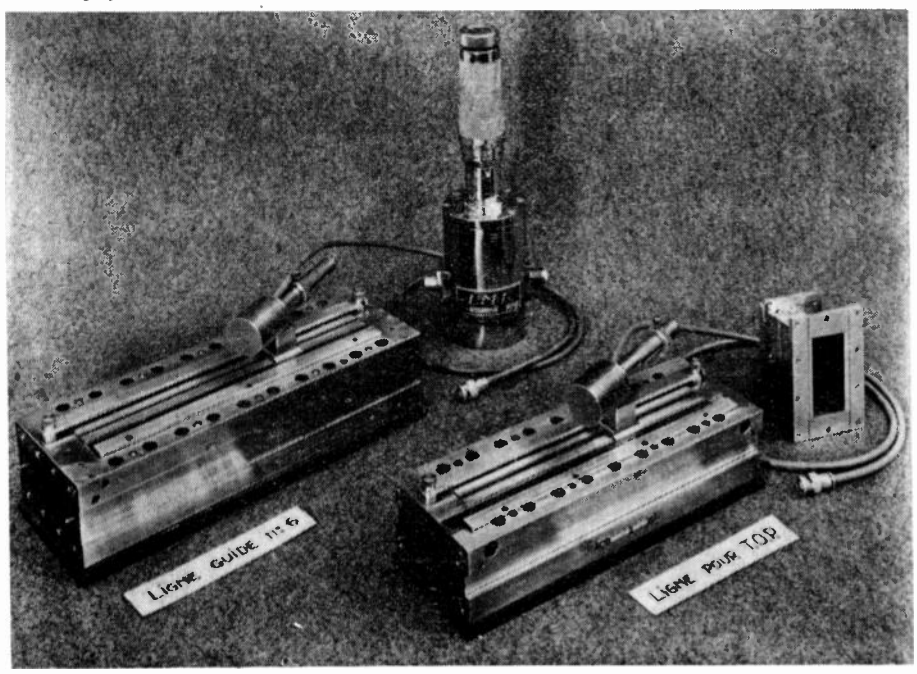


Fig. 5. — Ligne de mesure pour guide d'onde nº 6 et ligne de mesure pour TPO.

d'onde on a cherché à mesurer avec précision les minima correspondant à des modules de coefficients de réflexion de quelques unités pour cent, et une méthode de compensation a permis d'accroître la précision de lecture. Cette méthode exige un générateur qui, en plus d'une grande stabilité de fréquence, soit également très stable en amplitude.

2.4. — Essais portant sur les correcteurs.

Les liaisons d'entrée et de sortie des tubes à ondes progressives décrits sont en guide d'onde : nous ne pensons pas que l'on puisse obtenir les mêmes résultats avec des connecteurs coaxiaux, ni surtout les garantir après plusieurs changements de tubes en station.

D'autre part, dans un guide d'onde rectangulaire, on peut introduire des correcteurs mobiles de dimensions notables et les régler avec précision avec des solutions mécaniques simples.

Dans un premier stade, on a cherché un dispositif de correcteurs en guide d'onde permettant d'adapter un tube quelconque sur une fréquence quelconque à l'intérieur de la bande 3 800-4 200 MHz et de façon que l'ensemble tube-circuit-correcteur ait un coefficient de réflexion de module inférieur à 2,5 % dans une bande de 10 MHz.

Le dispositif d'adaptation utilisé à la forme d'une palette rectangulaire portée par un axe parallèle à l'axe du guide d'onde et ayant deux degrés de liberté : un déplacement longitudinal le long de cet axe et une rotation en sorte qu'en première approximation, l'un des mouvements permette d'agir sur la phase et l'autre sur le module.

On doit l'idée de ce correcteur à MM. Jacobsen et Lewin qui l'on fait connaître en 1951. Ce dispositif de commande unique s'est révélé à la fois efficace et pratique.

La détermination des dimensions exactes du correcteur a été obtenue à partir d'une série d'essais portant sur un lot de tubes et toute la bande de fréquences à couvrir.

Si l'on considère, avec les dimensions finalement adoptées, les résultats obtenus sur trois fréquences à l'intérieur de la bande 3 800-4 200 MHz, on observe que pour certaines fréquences, l'adaptation est excellente : par exemple 1 % à la fréquence centrale et 1,5 % à ± 5 MHz ; pour une autre fréquence l'adaptation pourra être un peu plus sélective : par exemple 1 % à la fréquence centrale et 2,5 % à ± 5 MHz (figure 6).

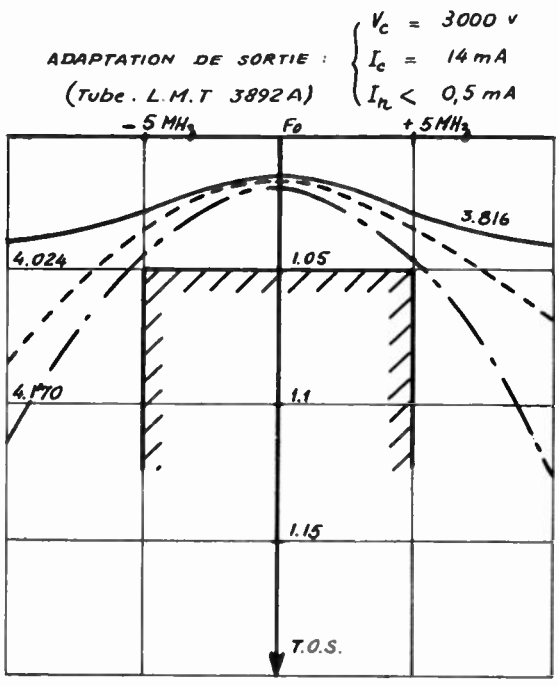


Fig. 6. — Taux d'ondes stationnaires en sortie pour les fréquences de 3816, 4024, 4170 MHz.

Nous avons signalé déjà l'importance qu'il y avait à réaliser également une bonne adaptation à l'entrée, mais d'une part les conditions sont moins sévères et, d'autre part, l'expérimentation nous a montré qu'avec un correcteur identique à celui utilisé dans le guide d'onde de sortie, l'adaptation d'entrée était dans tous les cas plus facile (figure 7).

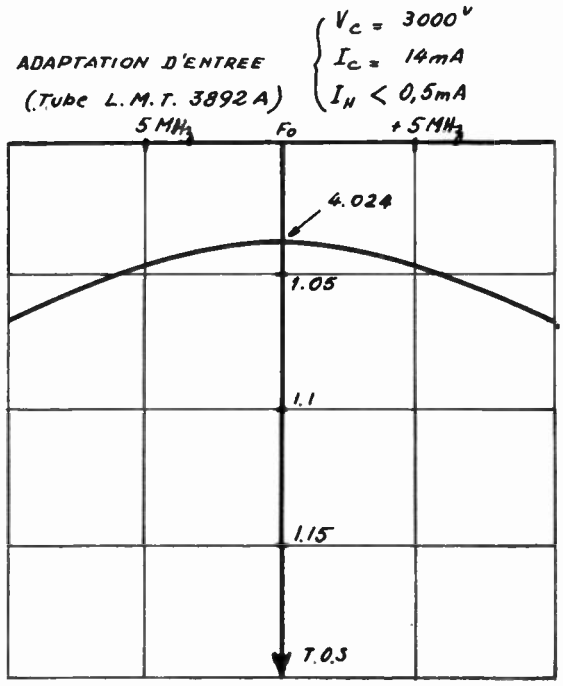


Fig. 7. — Taux d'ondes stationnaires à l'entrée.

3. Influence de divers paramètres sur l'adaptation.

3.1. — Tension collecteur.

C'est le premier paramètre qui vient à l'esprit et cependant nous n'avons pas fait d'essais très nombreux sur l'influence de la tension collecteur, parce que les conditions normales d'utilisation des équipements font appel à des secteurs alternatifs dont la tension est stabilisée à ± 1 % ou 2 % et avec des variations de cet ordre à l'entrée de l'alimentation, les enregistrements de coefficient de réflexion ne montrent pas de différences notables.

Nous en tirons la conclusion que nous ne stabiliserons pas électroniquement en tension contrairement à ce qui semble être une mode assez répandue et coûteuse.

3.2. — Courant cathode.

Par contre, une régulation du courant cathode nous est apparue indispensable. En effet, un tube réglé initialement pour un courant cathode de 14 mA à 1 % de réflexion à la fréquence centrale présente des réflexions de l'ordre de 5 % à la même fréquence lorsque le courant cathode est porté à 12 ou à 16 mA ; en même temps un effet de décentrement apparaît qui peut se traduire par des coefficients de réflexion de l'ordre de 10 % à 5 MHz de la fréquence centrale (figure 8).

Ceci nous a conduit à stabiliser en courant et cette stabilisation qui s'effectue assez simplement par le contrôle de la tension

de la première anode s'est révélée posséder un avantage considérable qui est le maintien automatique du gain du tube pendant toute sa durée de vie : de plus, la tension de la première anode nécessaire pour maintenir le courant imposé donne une indication très utile sur l'état du tube après un certain temps de fonctionnement, et cette indication est très commode pour la maintenance.

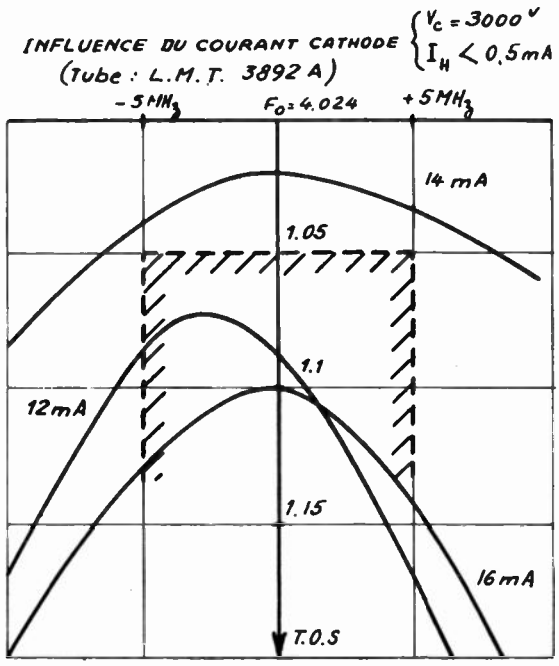


FIG. 8. — Influence du courant cathode sur le TOS de sortie.

Cette focalisation et ce centrage électromagnétique sont en eux-mêmes des dispositifs simples et qui sont peu sensibles aux

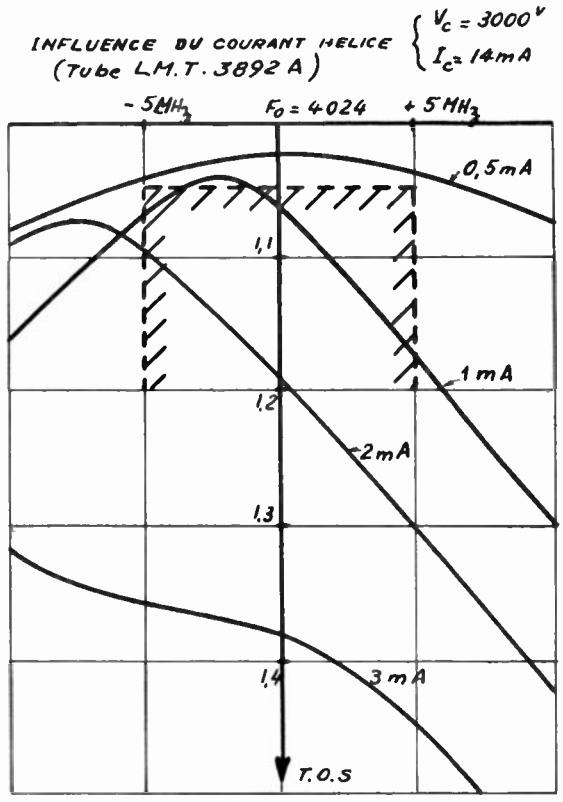


FIG. 9. — Influence du courant hélice sur le TOS de sortie.

3.3. — COURANT HÉLICE.

Un second facteur qui s'est révélé avoir une action très dangereuse sur l'adaptation est le courant hélice.

Grâce à un dispositif de centrage électromagnétique constitué par deux jeux de bobines en croix, on peut à volonté, régler le courant d'interception à une valeur très faible, par exemple à 0,5 mA ; un tube ayant été réglé dans ces conditions, et ensuite légèrement défocalisé de façon à obtenir un courant d'interception de 1 mA, les réflexions dans ce cas montent à 10 % en bord de bande et à 25 % avec 3 mA. De plus, lorsque le courant d'interception est supérieur à 1 mA il n'est plus possible en retouchant les correcteurs d'obtenir un coefficient de réflexion inférieur à 2,5 % dans une bande de 10 MHz comme nous le souhaitons (figure 9).

La nécessité de pouvoir régler un tube quelconque de façon à obtenir un courant d'interception très réduit nous a conduits à utiliser un ensemble de focalisation et de centrage de type électromagnétique, l'état actuel des études sur les focalisateurs à aimants permanents ne nous semblant pas garantir que la même précision et la même souplesse puissent être obtenues avec des moyens simples.

variations de la tension secteur : c'est ainsi qu'avec des variations de $\pm$ 10 % du secteur d'alimentation, le courant hélice reste inférieur à 0,5 mA et l'effet sur le coefficient de réflexion insensible.

La régulation générale en tension secteur de la station $\pm$ 2 % est donc de ce point de vue également suffisante.

4. Conclusion.

En conclusion, nous avons été conduits :

1º à stabiliser le courant cathode,

2º à utiliser un dispositif de centrage et focalisation électromagnétique,

3º à considérer comme inutile une stabilisation des tensions du tube et de la focalisation, autre qu'une régulation générale de station.

La suppression des stabilisations électroniques des tensions élevées et des courants des bobines permet une simplification considérable des alimentations et augmente la sécurité. des équipements proportionnellement à la réduction du nombre des tubes.

N° 4.5.01. — Amplificateurs cascade à onde inverse (*)

Cascade Backward-wave amplifiers (*)

PAR

J.R. WHINNERY, W.H. WATSON, et H.R. JORY
University of California, Berkeley, California (U.S.A.)

The two-helix cascade amplifier has been described in the literature (1). In brief, it consists of one wircuit which modulates an electron stream by interaction with a backward space harmonic, (Fig 1) and a second circuit likewise synchronised with a backward space harmonic in order to take energy from the beam. A drift space between the two circuits isolates the two with respect to circuit coupling, and also modifies the gain characteristics, as will be discussed later. The result is a stable, narrow-band amplifier, electrically tunable over a wide range.

A single-circuit backward-wave tube may also be used as a tunable narrow-band amplifier with input introduced at the collector end and power taken from the gun end, if it is operated below the start-oscillation current. HEFFNER [2] has shown the approximate gain formula for this to be

On trouvera dans la littérature [1] la description de l'amplificateur cascade à deux hélices ; cet appareil comporte essentiellement un circuit qui module un faisceau d'électrons par interaction avec un harmonique d'espace inverse (figure 1), et un second circuit synchronisé de la même façon avec un harmonique d'espace inverse afin de prélever l'énergie au faisceau. Un espace de glissement placé entre les deux circuits permet d'isoler ceux-ci du circuit de couplage, tout en modifiant les caractéristiques de gain, comme on le verra plus loin. On obtient ainsi un amplificateur stable, à bande étroite, qui peut s'accorder électriquement sur une gamme étendue.

On peut aussi utiliser un tube à un seul circuit à onde inverse comme amplificateur accordable, à bande étroite, la puissance d'entrée étant appliquée du côté collecteur et la puissance de sortie prélevée du côté canon à électrons, à condition de fonctionner avec une valeur de courant inférieure à celle qui déclenche les oscillations. HEFFNER [2] a montré que la valeur approximative du gain était donnée par la formule

$$G = (1 - I_0/I_0)^{-2} \qquad (1)$$

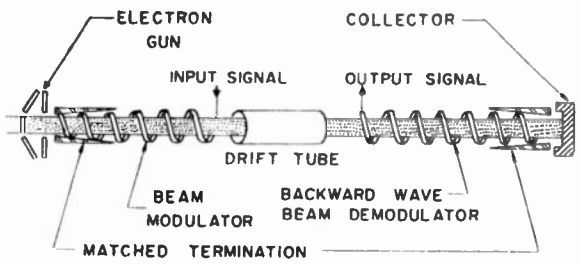


FIG. 1. — Diagramme de base d'un tube amplificateur à deux hélices à onde inverse.

The difficulty is that one must operate with currents very close to the start-oscillation current I_0 in order to obtain reasonably high gains (say greater than 20 dB), and the amplifier is thus not very stable as one tunes over the band. The two-circuit amplifier gives the same gain at a much smaller ratio of operating to starting current, which improves the stability. In addition, the high cold insertion loss provied by the break between input and output circuits is important for some applications.

La difficulté est que l'on doit fonctionner avec des valeurs de courant très voisines de la valeur I_0 d'accrochage si l'on veut obtenir des gains de valeurs intéressantes (par exemple plus grands que 20 dB), et, de ce fait, l'amplificateur n'est pas très stable lorsqu'on veut s'accorder dans la bande. L'amplificateur à deux circuits donne le même gain avec un rapport du courant de fonctionnement au courant d'accrochage plus faible, ce qui améliore la stabilité. En outre, la perte d'insertion à froid élevée due à la coupure entre les circuits d'entrée et de sortie, est extrêmement intéressante pour certaines applications.

(*) This work was supported by the Air Force under Contract AF33 (616)-495.

(*) Cette étude a été effectuée sous contrat Air Force AF 33 (616)-495.

Gain and Bandwidth Characteristics.

Figure 2 pictures an early experimental tube built to study the operation of the cascade amplifier. Input and output circuits are each tape helices 14 cm long, 1.38 cm inside diameter, and 0.318 cm pitch. The drift tube is 5.08 cm long, with gaps 0.95 cm

Caractéristiques de gain et de largeur de bande.

La figure 2 représente un des premiers tubes expérimentaux construits pour l'étude de l'amplificateur cascade. Les circuits d'entrée et de sortie sont constituées l'un et l'autre par des hélices en ruban, de 14 cm de long, 1,38 cm de diamètre intérieur et de 0,318 cm de pas. Le tube de glissement a 5,08 cm de long,

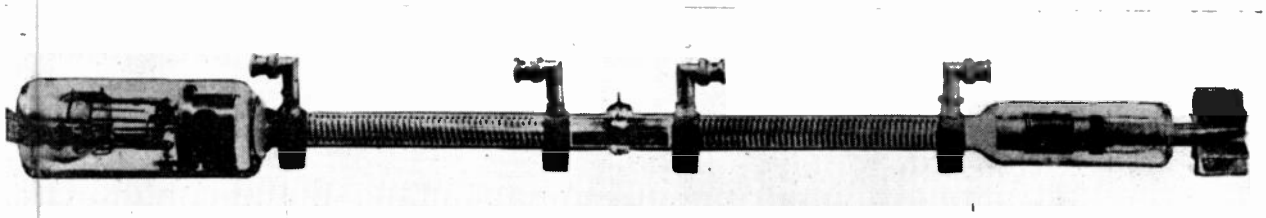


FIG. 2. — Photographie du premier amplificateur cascade à onde inverse.

on each end separating the tube from the helices. All four ends of the helices are brought out directly through the tube envelope, and joined to *BNC* angle connectors. The hollow beam, used to secure strong interaction with the backward (−1) space harmonic of the h_{10} helix mode [3], has a radial thickness of 0.076 cm and is separated from the helix by approximately 0.063 cm. Cold isolation between input and output helices is better than 60 dB.

Figure 3 shows experimental curves of gain versus the ratio of operating to starting current for the above tube, and comparisons with calculated gain curves for a single-helix backward-wave amplifier. The calculated gain curve for an idealized two-circuit tube with infinitesimal gap between helices, negligible space charge, and negligible loss is also shown. Thus it is seen that the cascade amplifier would provide 20 dB gain for currents about 0.5 to 0.6 of the start-oscillation current, whereas the single-helix tube would require more than 0.9 of start-oscillation current for this gain. The tuning curve of beam voltage for a given frequency is given in Figure 4.

avec des intervalles de 0,95 cm à chaque extrémité qui séparent ce tube des hélices. Les quatre terminaisons des hélices traversent directement l'enveloppe du tube et comportent des connecteurs coudés type *BNC*. Le faisceau creux utilisé pour obtenir une forte interaction avec l'harmonique d'espace inverse (− 1) du mode d'hélice h_{10} [3] a une épaisseur radiale de 0,076 cm et il est séparé de l'hélice par environ 0,063 cm. Le découplage à froid entre les hélices d'entrée et de sortie est supérieur à 60 dB.

Sur la figure 3, on trouvera des courbes expérimentales du gain en fonction du rapport du courant de fonctionnement au courant d'accrochage, pour le tube décrit ci-dessus, et, pour comparaison, le gain calculé d'un amplificateur à onde inverse à une seule hélice. On a tracé aussi la courbe de gain calculé d'un tube idéal à deux circuits avec un intervalle infime entre les hélices, une charge d'espace négligeable et sans perte. On voit ainsi que l'amplificateur cascade peut fournir un gain de 20 dB avec des courants égaux à 0,5 à 0,6 fois le courant d'accrochage, tandis qu'avec un tube à une seule hélice il faudrait au moins 0,9 fois le courant d'accrochage pour le même gain. On trouvera sur la figure 4 la courbe d'accord donnant la tension du faisceau en fonction de la fréquence.

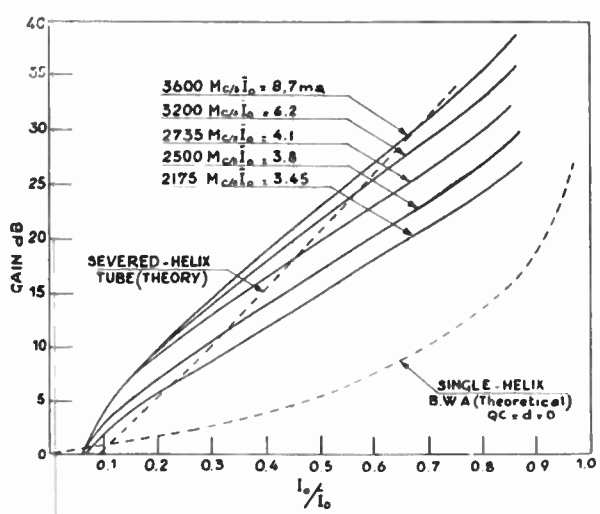


FIG. 3. — Courbes de gain du tube expérimental, en fonction du rapport du courant de fonctionnement au courant d'accrochage. Les courbes en pointillé permettent la comparaison avec la théorie pour un amplificateur à un seul circuit, et un amplificateur à deux circuits sans espace de glissement.

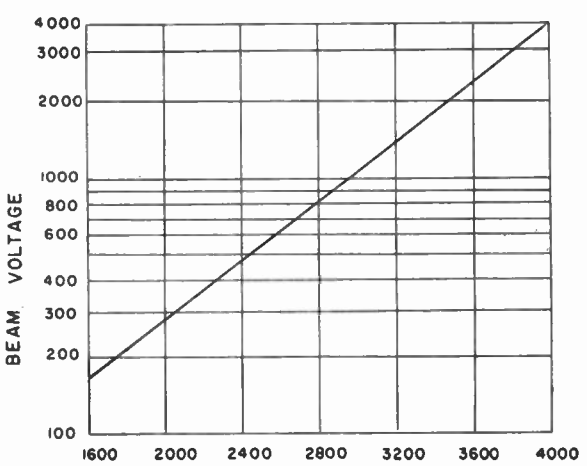


FIG. 4. — Courbe d'accord pour l'amplificateur de la figure 2.

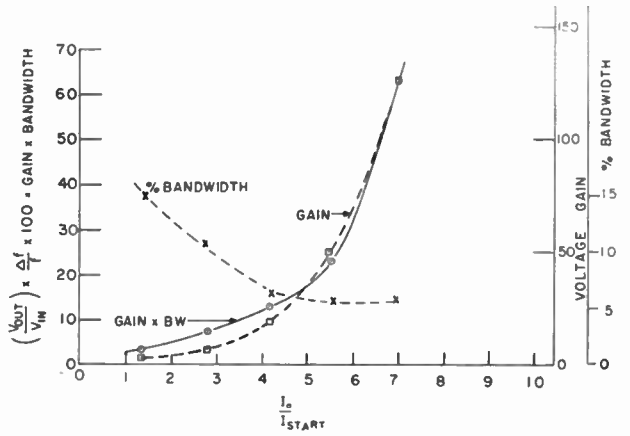


FIG. 5. — Gain, la largeur de bande et produit gain-largeur de bande pour l'amplificateur de la figure 2.

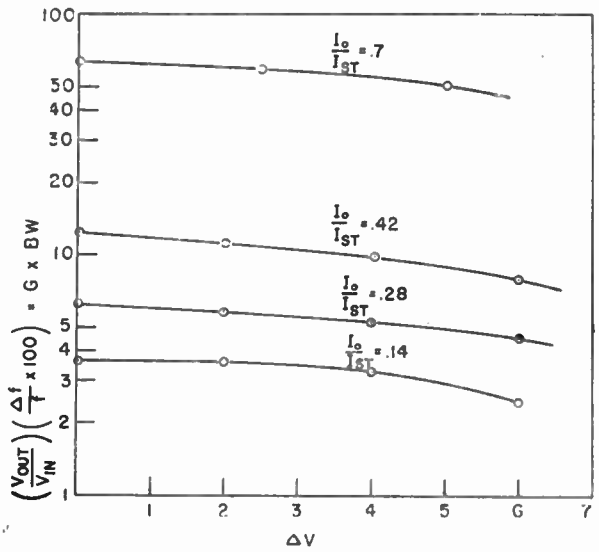


FIG. 7. — Produit gain-largeur de bande en fonction de la différence de tension continue entre les hélices.

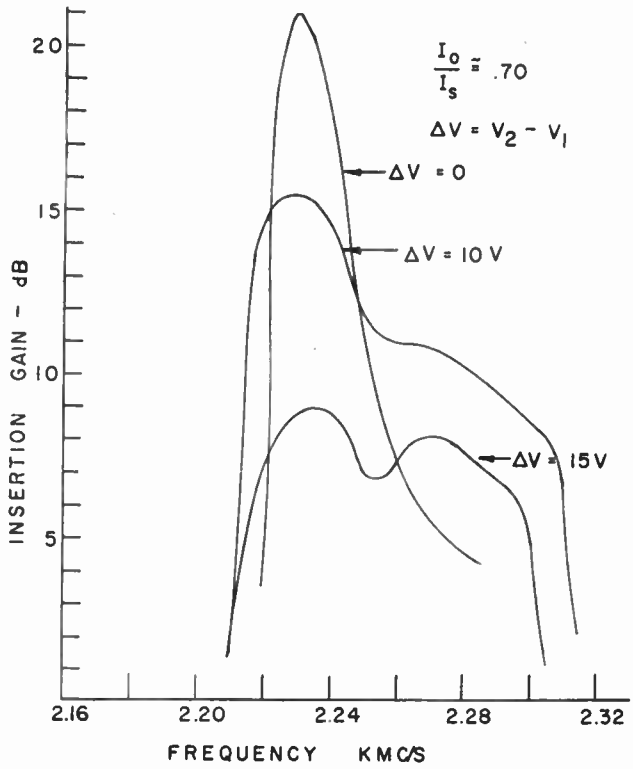


FIG. 6. — Gain mesuré en fonction de la fréquence avec une tension continue appliquée entre les hélices de l'amplificateur de la figure 2.

The bandwidth of the amplifier at a fixed helix voltage is of the order of 1/2 to 1 per cent, corresponding to a Q of a few hundred. A curve of gain, bandwidth, and the gain-bandwidth product for the tube of Fig. 3 at a particular voltage near the center of its range is shown in Fig. 5. Because of the regenerative nature of the backward-wave amplifier, gain can be traded for bandwidth to some extent, but as shown by the curve, the gain-bandwidth product is dependent upon gain, unlike the situation in an ideal tuned amplifier of the pentode or klystron type. So in the backward-wave amplifier, although bandwidth becomes narrower as one approaches the start oscillation condition, it does not decrease as fast as gain increases. The increased gain may be traded for bandwidth, say by decreasing the ratio $I_0/\overline{I_0}$ where $\overline{I_0}$ is the start-oscillation current, or by « stagger tuning » the input and output helices. By stagger tuning, it is meant that the two helices would be built with slightly different pitches if operated at the same voltage, or operated at slightly different voltages if of the same pitch. The latter method of stagger tuning is the simpler, and Fig. 6 shows some typical response curves for different voltage separations between helices. Fig. 7 shows the gain-bandwidth product as a function of the voltage separation. Useful bandwidth can be increased in this

La largeur de bande de l'amplificateur pour une tension fixe de l'hélice est de l'ordre de 1/2 à 1 %, ce qui correspond à une valeur de Q de quelques centaines. On a représenté sur la figure 5 une courbe du gain, de la largeur de bande et du point gain-largeur de bande dans le cas du tube de la figure 3, avec une tension correspondant sensiblement au milieu de sa gamme. Par suite de l'effet de réaction qui existe dans les amplificateurs à onde inverse, le gain peut dans une certaine mesure être échangé contre la largeur de bande, mais comme on le voit d'après la courbe, le produit gain-largeur de bande est fonction du gain : le cas est donc différent de celui de l'amplificateur idéal accordé, du type pentode ou klystron. Donc, dans l'amplificateur à onde inverse, bien que la largeur de bande diminue à mesure que l'on se rapproche de la valeur du courant d'accrochage, elle ne décroît pas aussi vite que le gain croît.

L'échange d'un gain accru contre de la largeur de bande peut se faire soit en diminuant le rapport $I_0/\overline{I_0}$ (où I_0 est le courant d'accrochage), soit en utilisant un « accord décalé » pour les hélices d'entrée et de sortie. Par « accord décalé » on entend que les deux hélices sont construites avec des pas légèrement différents lorsqu'on leur applique la même tension, ou bien fonctionnent à des tensions légèrement différentes si elles ont le même pas. Cette dernière méthode pour obtenir un « accord décalé » est la plus simple et la figure 6 représente quelques courbes de réponse typiques pour différents écarts de tension entre les hélices. La figure 7 montre la valeur du produit gain-largeur de bande en fonction de l'écart de tension. Par ce procédé,

manner by factors of two or three to one, but not much more as the flat-top frequency characteristic then degenerates into an extreme double-humped curve.

In both methods of increasing bandwidth, stagger tuning and decrease of $I_0/\overline{I}_0$, it was noted that while the bandwidth increased, there was a decrease in gain bandwidth product, so that a given decrease in the gain is not accompanied by an equal increase in bandwidth. In the curves for stagger tuning, Fig. 7, the product does not decrease so rapidly with small values of ΔV, so this is apparently the better method, aside from the greater flexibility given by the added parameter. Hower, as the response curves are of different shape, they would perhaps have to be examined before one could be certain of the method to use.

It is also of interest to ask about the variation of bandwidth with space charge and loss, that is with the parameters QC and d in the PIERCE notation [4]. Curves calculated in the manner sketched in the appendix show that bandwidth becomes narrower as QC increases (Fig. 8). Changes in loss parameter d did not affect bandwidth appreciably, at least in the range of small d, typical of most actual tubes, which was studied.

on peut augmenter la bande utile par un facteur de deux à trois, mais pas au-delà sinon la caractéristique de fréquence à sommet plat se transforme en une courbe à double pointe très marquée.

Dans les deux méthodes d'accroissement de la largeur de bande, accord décalé et réduction du rapport $I_0/\overline{I}_0$, il est à remarquer que lorsque la largeur de bande augmentait, il y avait une diminution du produit gain-largeur de bande, et par suite une diminution donnée du gain n'est pas accompagnée d'une augmentation égale de la largeur de bande. Dans les courbes pour l'accord décalé, figure 7, le produit ne diminue pas aussi rapidement avec de faibles valeurs de ΔV, aussi cette méthode est-elle apparemment la meilleure, en plus de la plus grande souplesse obtenue par le paramètre ajouté. Toutefois, comme les courbes de réponse sont de formes différentes, il faudra bien les examiner avant d'être certain de la méthode à utiliser.

Il est intéressant en outre d'examiner la variation de la largeur de bande avec la charge d'espace et l'atténuation, c'est-à-dire avec les paramètres QC et d de la notation de PIERCE [4]. Les courbes calculées suivant la méthode esquissée dans l'appendice montrent que la largeur de bande devient plus étroite lorsque QC augmente (figure 8). Des variations dans le paramètre de pertes d n'affectent pratiquement pas la largeur de bande, tout au moins pour les faibles valeurs de d, ce qui correspond à la plupart des tubes actuels qui furent étudiés.

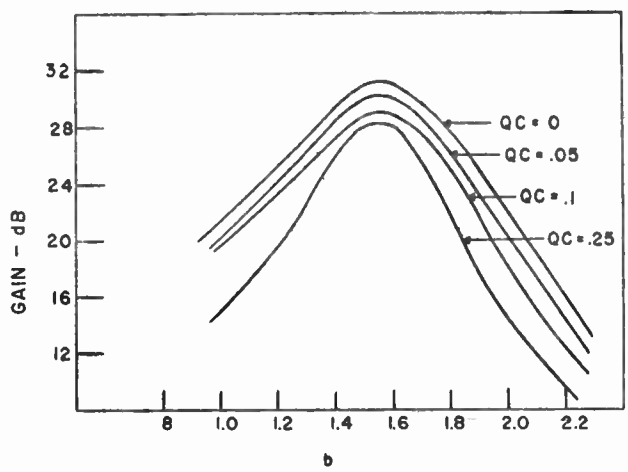


FIG. 8. — Effet de QC sur la largeur de bande (valeurs calculées).

Effect of the Drift Tube.

As discussed in the introduction, the drift space between the two helices isolates input and output with respect to circuit coupling, but since the space charge waves cause a transformation of current and velocity modulation in the beam through this space, it also has an effect upon the electrical performance of the amplifier. The parameters of importance are the electrical length θ_q and « characteristic impedance » σ_0 :

$$\theta_q = \frac{\omega_p}{u_0} Rd \qquad \sigma_0 = -\frac{R}{C}\frac{\omega}{\omega_p} \qquad (2)$$

In the above, ω is angular frequency, ω_p the angular plasma frequency computed from charge density in the electron beam, u_0 the d.c. velocity, d the length of the drift space, C the Pierce gain parameter [4] for the helix portions of the amplifier, and R the reduction for plasma frequency to account for finite diameter of the drift space, given in Appendix B of reference 1. One

Effet du tube de glissement.

Comme on l'a indiqué dans l'introduction, l'espace de glissement entre les deux hélices isole l'entrée et la sortie par rapport au circuit de couplage, mais, du fait que les ondes de charge d'espace provoquent une transformation du courant et de la modulation de vitesse dans le faisceau à travers cet espace, il en résulte aussi un effet sur les performances électriques de l'amplificateur. Les paramètres importants à envisager sont la longueur électrique θ_q et « l'impédance caractéristique » σ_0 :

Dans ces formules, ω est la pulsation, ω_p la pulsation du plasma déduite de la densité de charge dans le faisceau électronique, u_0 la vitesse due à la tension continue, d la longueur de l'espace de glissement, C le paramètre de gain de PIERCE [4] pour les tronçons d'hélice de l'amplificateur et R le facteur de réduction pour la fréquence du plasma pour tenir compte du diamètre fini de l'espace de glissement, donné dans l'Appendice B de la référence 1. L'espace de glissement permet de faire

use of the drift space is then a selection of θ_q and σ_0 to give increased gain over that from the two helix sections operating at that current. An increase of 6 dB can readily be obtained in this way, although much more is possible in principle.

Since the reduction factor R is a function of frequency, θ_q and σ_0 will vary somewhat over the useful tuning range of the amplifier, and so the gain contributed by the drift space will likewise vary. One design approach could then be an attempt to compensate by means of the drift space for the variable gain over the band from helix portions. This appears to be possible over a limited range, but difficult for a wide range. Figure 9 shows some curves of gain versus frequency, curve A being a calculated curve for the modulator and demodulator sections neglecting space charge and with constant ratio of operating to start-oscillation current, and curve D asimilar curve for constant current. Curve C is the measured curve on the tube of Fig. 2, showing a certain amount of compensation over the first part of the band. Curve B is a calculated curve assuming that both θ_0 and σ_0 could be doubled over the band, which would be difficult to achieve, and would yield only a sligh additional amount of compensation.

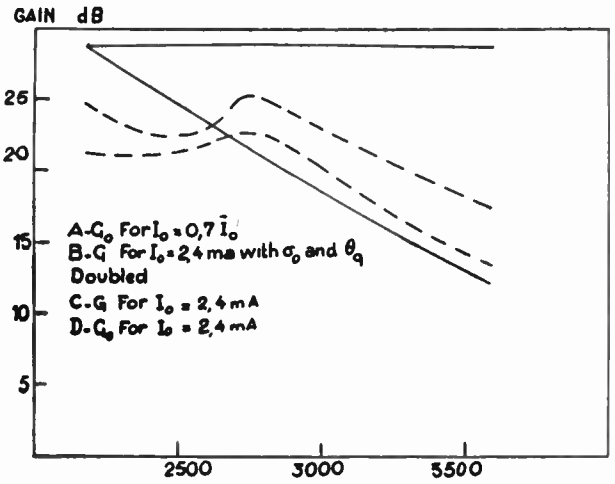


FIG. 9. — Courbes montrant l'effet de l'espace de glissement sur l'égalisation du gain dans la bande d'accord.

In other experiments, the drift tube voltage was varied with respect to the helix voltages. In this case θ_q is varied, and σ_0 varied a small amount, but there are also velocity-jump gain effects [5] at the gaps between helices and drift space. A calculated curve of gain versus drift tube voltage taking all these effects into account is shown in Fig. 10. The measured curve also shown on this curve is similar in general shape, but has many fluctuations which proved to be sensitive to the strength of magnetic field. As there was current collection on the drift tube and helices for certain values of magnetic field, the placing of the beam scalopps with respect to the helices may have critical effects on the gain but secondary electrons may account for some of the rapid variation. Effects of ions may also be important as the lower drift potential with respect to the helices produces an ion trap in this region.

It is also of interest to ask about the effect of the drift tube design on the bandwith of the amplifier at a fixed voltage. Only limited calculations have been made on this point, but it does

un choix pour θ_q et σ_0 afin d'obtenir un gain plus élevé que celui que donneraient les deux sections d'hélice fonctionnant avec la même valeur de courant. On peut obtenir facilement une augmentation de 6 décibels, bien qu'en principe on puisse envisager des valeurs plus grandes.

Du fait que le facteur de réduction R est une fonction de la fréquence, θ_q et σ_0 varient quelque peu dans l'étendue de la gamme d'accord de l'amplificateur et, par suite, le gain dû à l'espace de glissement variera en conséquence. On peut envisager de compenser, au moyen de l'espace de glissement, les variations de gain dans la bande d'accord dues aux portions d'hélices. Ceci peut s'obtenir pour une bande limitée, mais est difficile à effectuer sur une large bande. La figure 9 représente quelques courbes du gain en fonction de la fréquence ; la courbe A est une courbe calculée pour les sections de modulation et de démodulation en négligeant la charge d'espace et avec un rapport constant du courant de fonctionnement au courant d'accrochage, et D est une courbe similaire, mais à courant constant ; la courbe C est la courbe mesurée sur le tube de la figure 2 et elle montre une compensation partielle sur la première partie de la gamme. La courbe B est une courbe calculée en admettant que θ_q et σ_0 peuvent être doublés, dans la bande, ce qui serait difficile à réaliser et ne donnerait qu'une légère compensation supplémentaire.

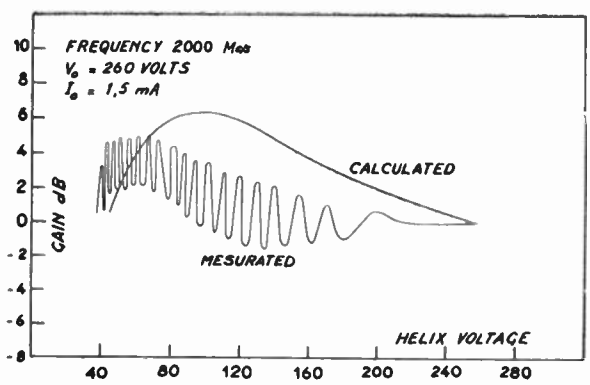


FIG. 10. — Courbes du gain supplémentaire, mesuré et calculé, dû à l'espace de glissement, lorsque la tension du tube de glissement varie.

Dans d'autres expériences, on a fait varier la tension du tube de glissement par rapport aux tensions des hélices. Dans ce cas, θ_q est modifié tandis que σ_0 varie peu ; mais il y a aussi des effets de gain par sauts de vitesse aux intervalles entre les hélices et l'espace de glissement. On trouvera, sur la figure 10, une courbe calculée du gain en fonction de la tension du tube de glissement en tenant compte de tous ces effets. La courbe mesurée représentée sur la même figure montre que l'allure générale est la même, mais présente de nombreuses fluctuations qui se montraient être sensibles à l'intensité du champ magnétique. Du fait que, pour certaines valeurs du champ magnétique, une portion de courant tombe sur le tube de glissement et sur les hélices, on conçoit que le positionnement des ondulations du faisceau par rapport aux hélices peut avoir des effets critiques sur le gain, les électrons secondaires ne pouvant intervenir que dans quelques-unes des variations rapides. Les ions peuvent également jouer un rôle important car, lorsque le potentiel du tube de glissement est plus faible que celui des hélices, il se forme dans cette région un « piège à ions ».

Il est aussi intéressant d'examiner l'effet de la forme du tube de glissement sur la largeur de bande de l'amplificateur, à une tension déterminée. On a fait seulement quelques calculs limités

not appear from these that the drift tube can be used to change the bandwidth by any practical amount. Since the drift tube gain (and the velocity jump gain if there is a difference of potential between drift tube and helices) is a very broad band phenomenon compared with the regenerative type backward-wave gain, it might be expected that added gain from these sources would broaden the skirt selectivity, but would not greatly change the bandwith down to say the « 3 dB » points.

From the above cited calculations and experiments, it is concluded that although the drift space can be used to modify the electrical behavior of the amplifier, it is not a very powerful design tool, and is probably seldom worth the extra length required, once enough separation between input and output helices is supplied for proper cold isolation.

The Three Helix Tube.

Reference 1 describes a modification of the two-helix tube in which the drift tube is replaced by a third helix matched at each end. Electromagnetic waves are excited on this middle helix through its interaction with the backward-wave, and the corresponding fields modify the modulation on the stream, much as in a floating cavity klystron. Calculations show an appreciably higher gain for this three-helix tube over that for the two-helix tube at the same ratio of operating to start-oscillation current. A given gain could thereby be obtained with still greater stability, or the increased gain might be exchanged for an increased bandwidth if desired.

Because of the potential advantages of the three-helix tube, a model with the dimensions shown in Fig. 11 was constructed and tested. Fig. 12 shows the measured gain curves with input at the collector end of the first helix, and output taken from the

à ce sujet, mais il ne semble pas d'après eux que le tube de glissement puisse être utilisé pour changer la largeur de bande d'une façon appréciable. Du fait que le gain dû au tube de glissement (et celui dû au saut de vitesse lorsqu'il y a une différence de potentiel entre le tube de glissement et les hélices) est un phénomène à très large bande comparé au gain par onde inverse, qui est du type à réaction, on peut penser que le gain supplémentaire qui en résulte élargira le pied de la courbe de sélectivité, mais n'élargira pas d'une manière notable la largeur de bande entre « points à 3 dB », par exemple.

D'après les calculs et les expériences cités ci-dessus, on peut conclure en disant que, bien que l'espace de glissement puisse être utilisé pour modifier le comportement électrique de l'amplificateur, ce n'est pas un moyen d'action très puissant et il ne semble pas qu'il soit nécessaire de recourir à de grandes longueurs de ce tube, dès que la séparation entre les hélices d'entrée et de sortie est suffisante pour assurer entre elles un bon découplage.

Le tube à trois hélices.

On trouvera dans la référence 1 la description d'un tube à deux hélices modifié, dans lequel le tube de glissement est remplacé par une troisième hélice adaptée à chaque extrémité. Des ondes électromagnétiques sont excitées sur cette hélice médiane par interaction avec l'onde inverse et les champs correspondants modifient la modulation du faisceau, tout comme dans un klystron à cavité flottante. Le calcul montre que l'on obtient un gain notablement plus élevé avec ce tube à trois hélices qu'avec celui à deux hélices pour un même rapport du courant de fonctionnement au courant d'accrochage. On peut donc obtenir une valeur donnée de gain avec une stabilité encore plus grande, ou encore on peut, au lieu de cet accroissement de gain, obtenir un accroissement de la largeur de bande.

Etant donné les avantages, à l'état potentiel, de ce tube à trois hélices, on en a construit et essayé un modèle ayant les dimensions de celui qui est représenté sur la figure 11. Les courbes de la figure 12 indiquent les valeurs du gain mesuré avec la puissance d'entrée appliquée à l'extrémité côté collecteur de la première

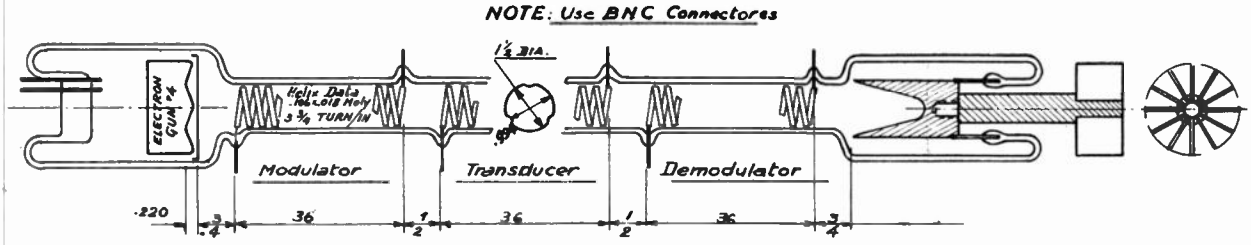


FIG. 11. — Amplificateur cascade à onde inverse à trois hélices.

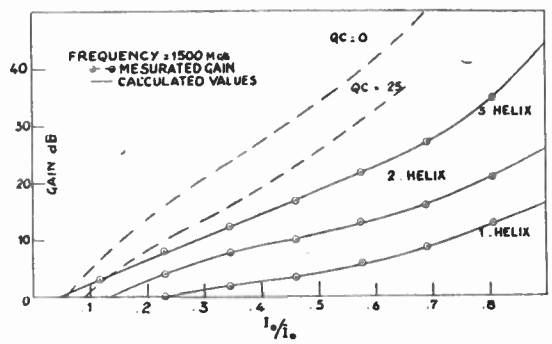


FIG. 12. — Gain mesuré en fonction du rapport I_0/I_0 dans le cas du tube amplificateur à trois hélices, montrant la comparaison avec les courbes calculées pour $QC = 0$ et $QC = 0{,}25$.

gun ends of first, second, and third helices respectively. The increased gain of the three-helix operation is demonstrated, but the measured gain is appreciably less than the calculated curves shown for either $QC = 0$ or $QC = .25$. The gain of the two-helix operation is also appreciably less than that for the tube of Fig. 2 at the same ratio of $I_0/\overline{I}_0$. It is believed that one reason for this is the coupling between adjacent helices, not isolated here by drift tubes, which makes the actual start of oscillation occur at a lower current than it should for beam interaction alone.

A great deal of trouble was experienced with couplings among the outer shields of the coaxial cables to the six helix terminations, yelding cold loss values of only about 30 dB and values of oscillation current as low as 4 mA compared with calculated values of around 60 mA. By connecting short ground strips from the shield at each termin- action to the copper cylinder surrounding the tube, the coupling was reduced to less than 40 dB between adjacent helices and lessthan 60 dB between firts and third helices over most of thefrequency band. Even these values could have affected start oscillation current somewhat.

hélice et la puissance de sortie prélevée respectivement aux extrémités côté canon de la première, de la seconde et de la troisième hélice. L'accroissement de gain avec le montage à trois hélices est démontré, mais en fait, le gain mesuré est nettement plus faible que le gain calculé avec $QC = 0$ ou $QC = 0{,}25$. Le gain pour le fonctionnement à deux hélices est aussi nettement plus faible que celui obtenu avec le tube de la figure 2 et le même rapport $I_0/\overline{I}_0$. On suppose que ceci est dû au couplage entre les hélices voisines, qui, ici, ne sont plus isolées par un tube de glissement, et qui a pour effet de faire apparaître le déclenchement des oscillations pour une valeur de courant plus faible que celle qui correspondrait à l'effet d'interaction du faisceau seul.

On a éprouvé beaucoup de difficultés avec les couplages par l'enveloppe extérieure des câbles coaxiaux reliés aux six terminaisons des hélices, qui provoquaient des découplages à froid de seulement 30 dB environ et des valeurs du courant d'oscillation aussi faibles que 4 mA, comparé aux 60 mA environ calculés. En connectant des petites bandes de masse entre la gaine de chaque terminaison et le cylindre de cuivre entourant le tube, le couplage fut réduit à moins de 40 dB entre hélices adjacentes et à moins de 60 dB entre la première et la troisième hélice sur la plus grande partie de la bande de fréquence. Mais, même avec ces valeurs, la valeur du courant d'accrochage se trouvait affectée.

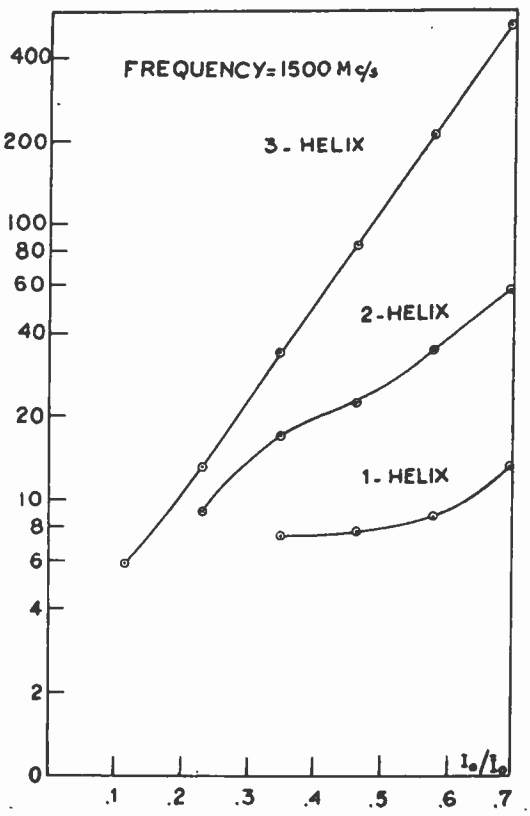


FIG. 13. — Valeur du produit gain-largeur de bande pour l'amplificateur à 3 hélices.

Bandwidth at a fixed beam voltage was also measured, and it was found that although bandwidth decreased at a fixed $I_0/\overline{I}_0$ in going from one to two to three helix operation, the gain-bandwidth product increased in this same order, as indicated by the curves of Fig. 13. The increased gain could thus be exchanged for increased bandwidth, either by operating at a lower ratio $I_0/\overline{I}_0$, or by « stagger tuning » (operating the three helices at slightly different voltages). By the latter method, increases in

On a mesuré aussi la largeur de bande pour une tension de faisceau fixe, et on a trouvé que, bien que la largeur de bande diminuait pour un rapport déterminé de $I_0/\overline{I}_0$ en passant du fonctionnement à une, puis à deux ou trois hélices, le produit gain-largeur de bande augmentait dans le même ordre, comme on le voit d'après les courbes de la figure 13. Un accroissement de gain pouvait donc être échangé contre un accroissement de la largeur de bande, soit en fonctionnant avec un $I_0/\overline{I}_0$ plus faible,

bandwidth of about 25 per cent were obtained in reducing gain to the order of that for a two-helix tube at the same ratio $I_0/\overline{I}_0$. This result was at $I_0/\overline{I}_0 \approx 0.5$ and it is believed that still more can be obtained at higher values of $I_0/\overline{I}_0$. Advantages may thus be obtained from the third helix, although at the expense of additional tube length.

soit en utilisant les « accords décalés » (en portant les trois hélices à des tensions légèrement différentes). Avec cette dernière méthode, des accroissements de largeur de bande d'environ 25 % ont été obtenus en réduisant le gain à une valeur de l'ordre de celle que donnerait un tube à deux hélices fonctionnant avec le même rapport $I_0/\overline{I}_0$. Ce résultat fut obtenu avec $I_0/\overline{I}_0 \approx 0{,}5$ et on pense qu'il est possible de faire encore mieux avec des valeurs plus élevées de $I_0/\overline{I}_0$. Des avantages peuvent donc être obtenus de la troisième hélice, aux dépens d'une augmentation de la longueur du tube.

Interactions Between Different Space Harmonics.

The beam may be syndhronized with the fundamental forward space harmonic of input and output helices, and then the tube becomes a conventional severed-helix forward-wave traveling-wave tube much as described in the Chapter on Discontinuities of Ref. 4. It is of interest to ask about the interaction if the first helix is operated at a voltage so that the beam is synchronous with the forward space harmonic, and second helix operated at a different voltage synchronous with the −1 (backward) space harmonic. Elementary speculation would lead one to expect little gain in this case since the fields of the fundamental space harmonic have no variations circumferentially, and the beam should likewise be modulated without appreciable circumferential variation. Such a modulated beam should interact little with the orthogonal pattern of fields in the −1 space harmonic [3], which go as $\exp -i\vartheta$, and it should not interact with other space harmonics since it is out of synchronism with them. However, sizable gains are observed for this combination, and these are relatively consistent from tube to tube. Similarly the opposite combination, with first helix synchronized with the backward space harmonic and the second with the forward, give consistent, sizable gains. Fig. 14 for example shows the gains for backward-backward, forward-forward, forward-backward, and backward-forward operation for a tube similar to that of Fig. 2.

Interactions entre différents harmoniques d'espace.

Le faisceau peut être synchronisé avec l'harmonique d'espace fondamental direct des hélices d'entrée et de sortie et, dans ce cas, le tube devient un tube à propagation d'onde conventionnel, à onde directe et à plusieurs hélices tel que celui décrit dans le chapitre sur les « discontinuités » de la référence 4. Il est intéressant d'examiner ce qui se passe au point de vue interaction lorsque la première hélice fonctionne avec une tension telle que le faisceau est synchronisé sur l'harmonique d'espace direct et que la seconde hélice est soumise à une tension différente et se synchronise avec l'harmonique d'espace (− 1) (onde inverse). A première vue, il semble que l'on ne doive obtenir qu'un petit gain dans ce cas, car les champs de l'harmonique d'espace fondamental n'ont pas de variations le long de la circonférence et le faisceau sera alors modulé sans variations périphériques appréciables. Un tel faisceau modulé n'interagira que peu avec la configuration orthogonale des champs [3] de l'harmonique d'espace − 1, qui varient suivant $e^{-i\vartheta}$, et il n'interagira pas non plus avec les autres harmoniques car il n'est pas en synchronisme avec eux. Néanmoins, on a observé des gains assez grands avec cette combinaison, et qui sont relativement reproductibles d'un tube à l'autre. De même, la combinaison inverse, avec la première hélice synchronisée avec l'harmonique d'espace inverse et la seconde avec le direct, donne des gains assez grands, reproductibles. La figure 14 donne, à titre d'exemple, les valeurs de gains obtenus avec un tube du type représenté sur la figure 2 et fonctionnant en inverse-inverse, direct-direct, direct-inverse et inverse-direct.

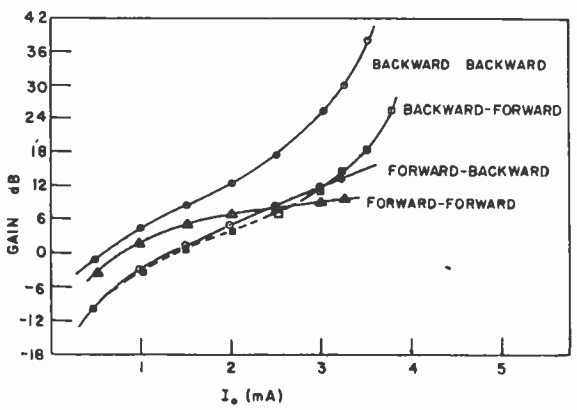


FIG. 14. — Courbes montrant les gains obtenus avec le tube amplificateur de la figure 2 lorsque la première et la seconde hélice sont réglées pour le synchronisme avec différents harmoniques d'espace.

The gain among these « orthogonal » space harmonics might be caused by asymmetries in emission or alignment, circumferential instabilities in the *dc* beam, or end effects, and tests to be reported in another place indicate that misalignment is the major cause of the high gains reported. The effects were also observed in comparable amounts on the three-helix tube for all combinations, backward-forward-backward, backward-backward-forward, etc.

Le gain obtenu avec ces harmoniques d'espace « orthogonaux » peut provenir d'asymétries dans l'émission ou dans l'alignement, d'instabilités périphériques dans le faisceau en continu, ou d'effets de bout et des essais, qui seront rapportés ailleurs, indiquent que le mauvais alignement est la cause principale des gains élevés mentionnés. Ces effets ont aussi été observés, avec des ordres de grandeur semblables, sur le tube à trois hélices avec toutes les combinaisons, inverse-direct-inverse, inverse-inverse-direct, etc...

APPENDIX A

The helix proportions of the amplifiers may be analyzed in the manner described for backward waves in Ref. 4. However,

APPENDICE A

On peut analyser le fonctionnement des tronçons d'hélec placés dans les tubes amplificateurs suivant la méthode décrite

here the ac current and velocity must be computed at the collector end of the first helix, transformed through the drift space, and then impressed at the entrance of the beam to the second helix.

The equations resulting from the three-wave solution of the helix may be written :

$$E(0) = \frac{K}{\Delta} E(L) - \frac{2 V_0 \beta_e C^2}{I_0} \frac{\Phi}{\Delta} i(0) + j \frac{u_0 \beta_e C}{\eta} \frac{X}{\Delta} v(0) \qquad (3)$$

$$I(L) = j \frac{I_0}{2V \beta_e C^2} \frac{X}{\Delta} E(L) - \frac{\backslash}{\backslash} i(0) + j \frac{I_0}{u_0 C} \frac{\Psi}{\Delta} v(0) \qquad (4)$$

$$v(L) = - \frac{\eta}{u_0 \beta_e C} \frac{\Phi}{\Delta} E(L) + j \frac{u_0 C}{I_0} \frac{\Omega}{\Delta} i(0) - \frac{\Lambda}{\Delta} v(0) \qquad (5)$$

where E is ac electric field in the axial direction, v is ac velocity and i is ac current, η is the charge-to-mass ratio, β_e is ω/u_0, V_0 and I_0 are dc voltage and current respectively, u_0 dc velocity, and C the Pierce gain parameter. The coefficients K, Δ, etc. are given in terms of N, the circuit length in guide wavelengths, the space-charge parameter QC and the three values of δ_n entering into propagation constant Γ_n of the n^{th} wave,

pour les ondes inverses dans la Référence 4. Toutefois, ici, le courant alternatif et la vitesse doivent être calculés à l'extrémité côté collecteur de la première hélice, puis transformés par le passage à travers l'espace de glissement, et enfin appliqués à l'entrée du faisceau dans la seconde hélice.

Les équations résultant de la solution à trois ondes d'hélice peuvent s'écrire :

dans lesquelles E est le champ électrique alternatif suivant la direction axiale, V la est vitesse alternative et i le courant alternatif, η est le rapport de la charge à la masse, β_e est égal à $\frac{\omega}{u_0}$, V_0 et I_0 sont respectivement la tension et le courant en continu, u_0 la vitesse en continu, et C le paramètre de gain de PIERCE. Les coefficients K, Δ, etc... sont donnés en fonction de N, longueur du circuit en longueurs d'onde de guide, du paramètre de charge d'espace QC et des trois valeurs de δ_n entrant dans la constante de propagation Γ_n de la n^{ième} onde

$$\Gamma_n = j \beta_e (1 + jC \delta_n)$$

as follows :

de la manière suivante :

$$K = - (\delta_1 - \delta_2) (\delta_2 - \delta_3) (\delta_3 - \delta_1) \, l \, j^{2\pi N} \qquad (6)$$

$$X = \sum_{i=1}^{3} (\delta_j - \delta_k) \, e^{2\pi CN\delta i} \qquad (7)$$

$$\Phi = \sum_{i=1}^{3} \delta_i (\delta_j - \delta_k) \, e^{2\pi CN\delta i} \qquad (8)$$

$$\Delta = \sum_{i=1}^{3} (\delta_i^2 + 4QC) (\delta_j - \delta_k) \, e^{2\pi CN\delta i} \qquad (9)$$

$$\varphi = e^{-j2\pi N} \sum_{i=1}^{3} (\delta_j^2 - \delta_k^2) \, e^{2\pi CN (\delta j + \delta k)} \qquad (10)$$

$$\Lambda = e^{-j2\pi N} \sum_{i=1}^{3} \delta_i (\delta_j^2 - \delta_k^2) \, e^{2\pi CN (\delta j + \delta k)} \qquad (11)$$

$$\Omega = e^{-j2\pi N} \sum_{i=1}^{3} \delta_i^2 (\delta_j^2 - \delta_k^2) \, e^{2\pi CN (\delta j + \delta k)} \qquad (12)$$

For the first helix, i (0) and v (0) are set equal to zero as the beam enters unmodulated. Ac current and velocity at the end of this helix, i (L) and v (L), are then given directly in terms of the applied signal E (L) by (4) and (5). Transformation of current and velocity by the drift space is given by the well-known space-charge wave equations [6],

Pour la première hélice i (0) et v (0) sont pris égaux à zéro car le faisceau pénètre non modulé. Le courant et la vitesse en alternatif à l'extrémité de cette hélice, i (L) et v (L) sont donnés directement en fonction du signal appliqué E (L) par (4) et (5). La transformation du courant et de la vitesse par l'espace de glissement sont données par les équations bien connues de l'onde de charge d'espace (6) :

$$i_b = i_a \cos \theta_q - j \frac{\sigma_0 \rho_0 v_a}{C} \sin \theta_q \qquad (13)$$

$$v_b = v_a \cos \theta_q - j \frac{C i_a}{P_e \sigma_e} \sin \theta_q$$

where θ_q and σ_0 have been defined in (2).

The values obtained from (13) and (14) are used as i (0) and v (0) for the second helix. With these in (3), and E (L) for this second helix set equal to zero (helix assumed matched), the output field E (0) may be computed. This gives the gain if we are dealing with a two-helix tube. The procedure is repeated if it is a three (or more) helix tube.

For much of the range, the Kompfner-Quate power series given in Appendix A of reference 1 may help the calculations.

où θ_q et σ_0 ont été définis en (2).

Les valeurs obtenues à partir de (13) et (14) sont utilisées comme i (0) et v (0) pour la seconde hélice. On peut alors, avec la formule (3) et E (L) pour cette seconde hélice étant égal à zéro (l'hélice est supposée adaptée), déterminer le champ de sortie E (0). Ceci permet, dans le cas du tube à deux hélices, de déterminer le gain. Dans le cas d'un tube à trois (ou plus) hélices, il suffit de recommencer le procédé de calcul.

Dans beaucoup de cas, les calculs peuvent être facilités en utilisant les développements en séries de Kompfner-Quate données dans l'appendice A de la référence 1.

BIBLIOGRAPHIE — REFERENCES

[1] Currie M. R. and Whinnery J. R., « The Cascade Backward-Wave Amplifier : A High-Gain Voltage-Tuned Filter for Microwaves », *Proceeding of the I. R. E.*, V. 43, pp. 1617-1631, Nov. 1955.

[2] Heffner H., « Analysis of the Backward-Wave Traveling-Wave Tube », *Proceeding of the I. R. E.*, V. 42, pp. 930-937, June 1954.

[3] Sensiper S., *Electromagnetic Wave Propagation on Helical Conductors* Sc. D. Dissertation, Massachussets Institute of Technology, 1951.

[4] Pierce J. R., *Traveling-Wave Tubes*, Van Nostrand Company New York, 1950.

[5] Field L., Tien P. K. and Watkins D. A., « Amplification by Acceleration and Deceleration of a Single Velocity Stream », *Proceedings of the I. R. E.*, V. 39, p. 194, Feb. 1951.

[6] Ramo S., « Space Charge and Field Waves in an Electron Beam », *Phys. Rev.*, V 56, Aug. 1939.

N° 4.5.04. — Étude expérimentale des caractéristiques des « Carcinotrons O » à ligne interdigitale

PAR

P. PALLUEL
Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil
Paris

Le tube « Carcinotron O » est un oscillateur à onde progressive dont le fonctionnement est basé sur l'interaction, au sein d'un espace à potentiel continu constant, d'un faisceau d'électrons et d'une onde retardée se propageant dans des directions opposées. L'interaction se produit lorsque la vitesse de phase de l'onde et la vitesse du faisceau sont très voisines. L'entretien est assuré par couplage électronique, condition favorable à une très faible réaction de la charge si les deux extrémités du circuit à retard sont convenablement découplées par adaptation de l'une d'entre elles au moins. D'autre part, l'opposition des signes des vitesses de phase v_0 et de groupe v_g implique la variation de la fréquence avec la vitesse v_e du faisceau ; l'accord électronique est ainsi défini par la caractéristique de dispersion du circuit à retard.

Caractéristiques de fonctionnement.

Les principales relations caractérisant le fonctionnement du système sont les suivantes :

La fréquence d'oscillation $F = \frac{\omega}{2\pi}$ est définie par la condition

$$(\Gamma_0 - \Gamma_e) L = \Phi \qquad (1)$$

où $\Gamma_0 = \frac{\omega}{v_0}$ et $\Gamma_e = \frac{\omega}{v_e}$, L étant la longueur de la ligne à retard. Φ est une différence de phase dont la valeur est égale à 3 dans le cas le plus simple où n'existent ni réflexion ni charge d'espace, c'est-à-dire voisine de la valeur π qu'un raisonnement intuitif laisse prévoir. Il est important de connaître l'influence du couplage parasite dû aux réflexions terminales ; la figure 1 montre l'effet du produit de ces réflexions sur Φ et sur le courant d'accrochage dans le cas d'une charge d'espace nulle [1]. Cet effet a également été calculé en charge d'espace élevée [2] ; Φ varie alors autour d'une valeur qui tend vers la constante d'Heffner [3] $H = \frac{\omega_p}{v_e} L$, $\frac{\omega_p}{2\pi}$ étant la fréquence de plasma. Même en charge d'espace très

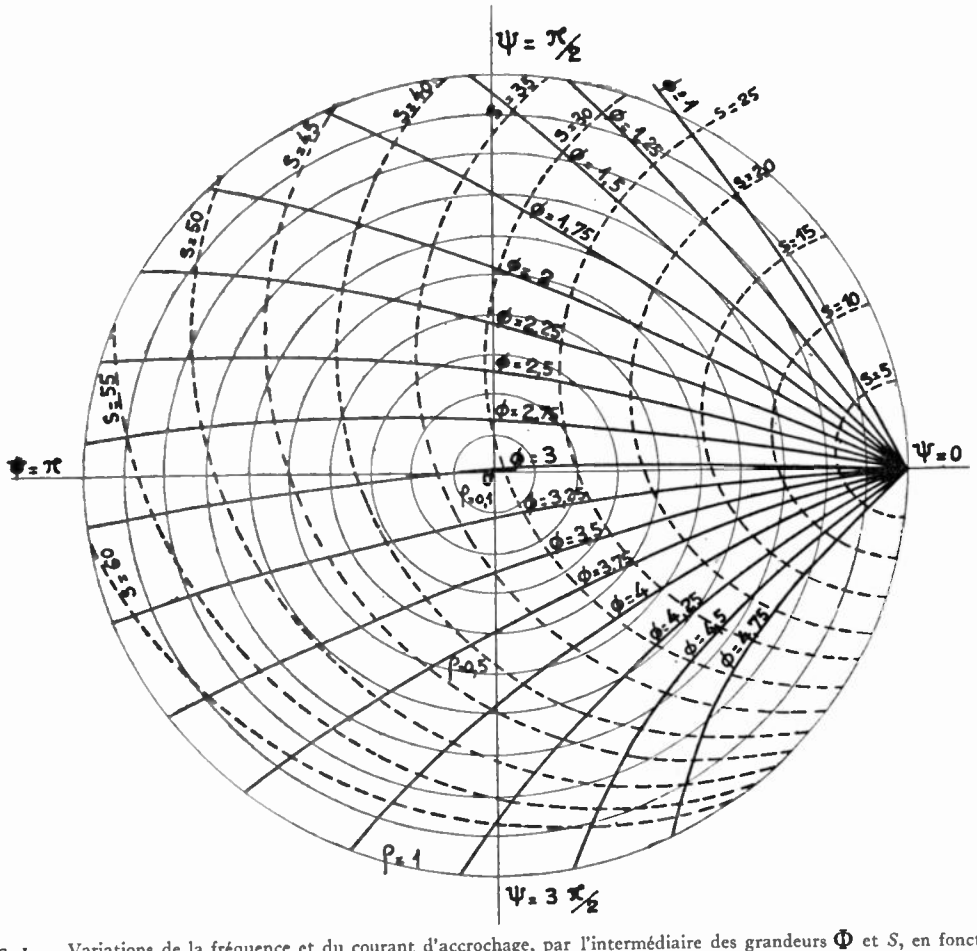


FIG. 1. — Variations de la fréquence et du courant d'accrochage, par l'intermédiaire des grandeurs Φ et S, en fonction du module $|\rho|$ et de la phase Ψ du produit des réflexions terminales. (Le courant d'accrochage est proportionnel à S.)

élevée l'écart relatif des vitesses est faible et la caractéristique de dispersion de la ligne détermine approximativement la caractéristique fréquence-tension.

L'accrochage de l'oscillation est obtenu pour une relation convenable entre la longueur de la ligne et l'intensité du courant du faisceau, par l'intermédiaire d'un facteur de couplage habituellement défini sans la forme d'une impédance ; cette relation s'exprime simplement dans le cas de lignes sans plafond en fonction des dimensions du système ligne-faisceau. En régime à faible charge d'espace, la pervéance minimum requise est proportionnelle à :

$$\frac{\mathcal{V}}{L^3}\ \frac{v_g}{v_0}\ \frac{1}{K} \qquad (2)$$

$\mathcal{V}$ étant le volume d'une cellule élémentaire de la ligne et K une fonction réduite caractérisant la configuration du champ dans l'espace traversé par le faisceau. La relation (2) s'applique aisément aux tubes de faible puissance fonctionnant en ondes centimétriques, dans lesquels la charge d'espace est faible. Elle laisse prévoir la possibilité de systèmes homothétiques fonctionnant à une même pervéance pour des fréquences croissantes. Toutefois aux fréquences très élevées $\mathcal{V}/\lambda^3$ doit être accru pour des raisons de construction et aussi pour compenser la diminution en $\frac{1}{F}$ de la puissance que chaque élément est capable de dissiper.

L'effet défavorable des pertes, la difficulté de réaliser des faisceaux très fins, conduisent également à accroître la pervéance à l'accrochage. En ondes millimétriques le cas le plus général est celui d'une charge d'espace élevée imposant une pervéance proportionnelle à

$$\left(\frac{\mathcal{V}}{L^3}\ \frac{v_g}{v_0}\ \frac{1}{K}\right)^2\ \frac{L^2}{S} \qquad (S = \text{section du faisceau})$$

Les facteurs déterminants de la ligne interviennent alors de façon plus sensible ; à la limite, des conditions raisonnables de fonctionnement sont maintenues en réduisant v_g/v_0 c'est-à-dire par choix d'une ligne de plus en plus dispersive. En outre la densité de courant dans le faisceau croît comme le carré de la fréquence et il est nécessaire de limiter la densité sur les cathodes par emploi de canons fortement convergents.

En ce qui concerne le fonctionnement au-delà de l'accrochage, on note que la relation (1) implique un certain excédent de vitesse du faisceau par rapport à l'onde libre ; une relation de même type définit le freinage de l'onde en interaction [2]. L'ensemble de ces relations définit donc, pour un faible accroissement du courant au-delà de l'accrochage, un accroissement de l'énergie de l'onde et un glissement de fréquence. Le rendement de conversion de l'énergie et le glissement de fréquence sont, en faible charge d'espace, définis par :

$$\eta = \frac{\Phi}{\Gamma L} \qquad \frac{dF}{dI} = -\frac{1}{2}\,\eta \cdot \frac{\sigma V}{I} \qquad \left(\sigma = \frac{dF}{dV}\right)$$

et, si les signaux restent assez petits, ces expressions restent valables bien au-delà de l'accrochage. En charge d'espace très élevée où Φ tend vers H, le rendement de conversion maximum vaut $\frac{\omega_p}{\omega}$. L'effet des pertes distribuées le long de la ligne est équivalent à celui d'une perte, de valeur environ moitié de la perte totale, insérée dans le circuit extérieur. Les limitations dues aux effets de grands signaux ne semblent pas avoir été l'objet d'études probantes.

Résultats expérimentaux.

Parmi les nombreuses données expérimentales acquises, on présente maintenant un ensemble de résultats relatifs à des systèmes fonctionnant dans la bande centimétrique. Dans ce domaine la charge d'espace est faible, les pertes sont négligeables et les facteurs dimensionnels caractérisant le faisceau et la ligne sont connus avec une précision suffisante. D'autre part, les systèmes étudiés sont des tubes de série (fig. 2) couvrant par tranches d'une octave la gamme 1 000-16 000 MHz, de sorte que les résultats obtenus permettent une vérification expérimentale des relations fondamentales dans des conditions pratiques très étendues.

La figure 3 montre pour trois modèles l'accord satisfaisant obtenu entre les caractéristiques de dispersion déduites des

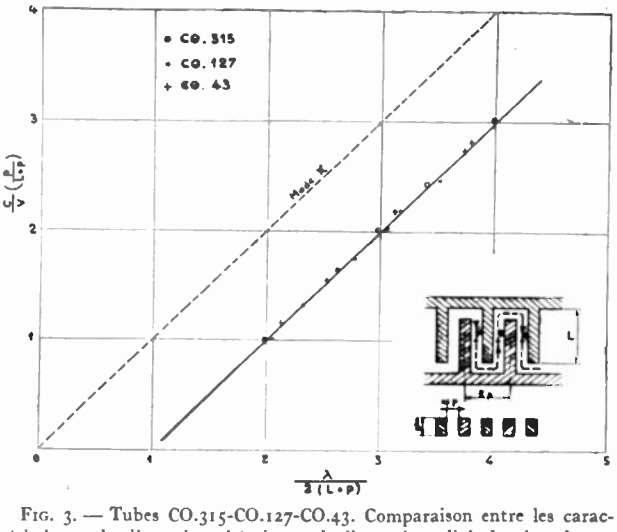


FIG. 3. — Tubes CO.315-CO.127-CO.43. Comparaison entre les caractéristiques de dispersion théoriques de lignes interdigitales (courbe en trait plein) et les caractéristiques déduites des courbes fréquence tension. Les coordonnées, habituelles λ, c/v sont réduites aux valeurs :

$$\frac{\lambda}{2(l+p)} \cdot \frac{c}{v}\left(\frac{p}{l+p}\right)$$

mesures de fréquences d'oscillation et les caractéristiques calculées pour des lignes interdigitales d'après leurs pas et la longueur des doigts.

Le courant d'accrochage mesuré sur un tube fonctionnant entre 6 000 et 11 000 MHz est comparé (fig. 4) à la valeur calculée. La vérification est convenable sauf à basse tension où intervient l'effet de charge d'espace et où la focalisation est moins correcte. D'autre part, le tableau I, établi d'après de nombreuses mesures, fait ressortir une comparaison satisfaisante entre le calcul et la mesure pour l'ensemble des modèles.

Au-delà de l'accrochage les caractéristiques puissance-courant

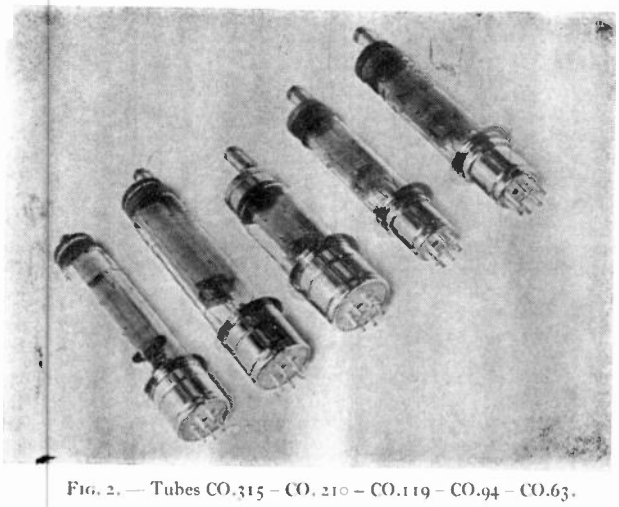


FIG. 2. — Tubes CO.315 – CO. 210 – CO.119 – CO.94 – CO.63.

TABLEAU I

Tube	Fréquence (MHz)	Tension (V.)	Accrochage (mA)		Rendement d'interaction	
			mesuré	calculé	mesuré	calculé
CO. 315..	1 800	700	17	19	12	10,5
CO. 210..	2 900	800	22	22,8	8	8,5
CO. 119..	4 200	1 000	16,8	16	6	6,9
CO. 94...	6 500	1 000	11,4	10	4	4,4
CO. 63...	9 000	1 000	8,2	7,3	—	3,8
CO. 43...	10 000	1 000	6,7	6,2	—	3,6
CO. 42...	13 500	1 000	5	4,4	3	3,4

(fig. 5) justifient l'emploi de la notion de rendement d'interaction pour des valeurs de plusieurs unités du rapport I/I_0 du courant

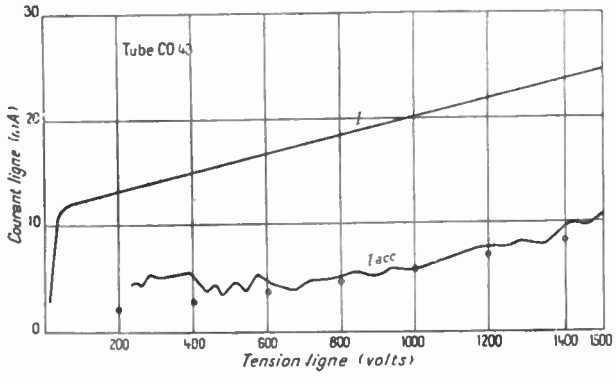


FIG. 4. — Tube CO.43. Courant d'accrochage. Les points séparés sont les valeurs sont les valeurs calculées ; la courbe supérieure représente le courant de régime du tube.

de régime au courant d'accrochage. Les valeurs calculées et mesurées du rendement et du glissement de fréquence sont en bon accord (fig. 6 et 7). Le tableau I indique encore une concordance

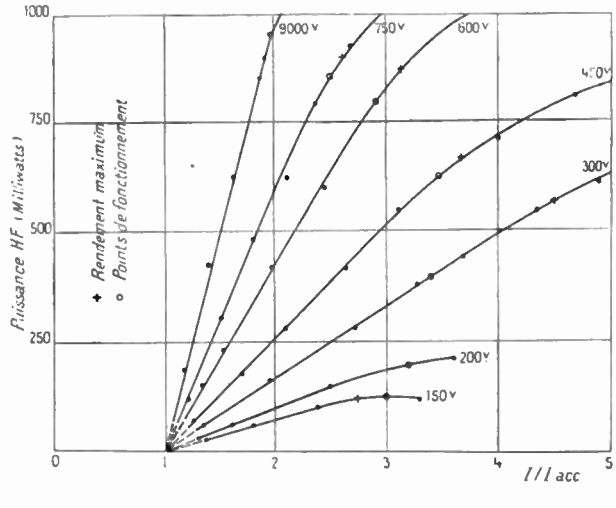


FIG. 5. — Tube CO.127. Variation, à plusieurs valeurs de la tension, de la puissance utile avec le rapport I/I_0 du courant de régime au courant d'accrochage.

satisfaisante en ce qui concerne le rendement des différents modèles.

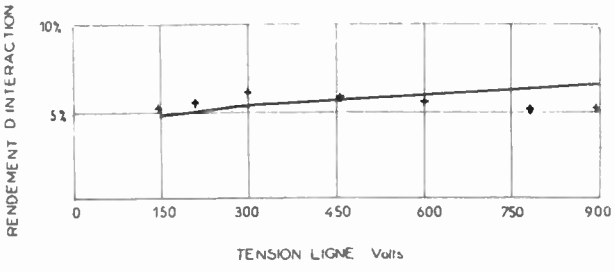


FIG. 6. — Tube CO.127. Valeurs calculées (courbe en trait plein) et mesurées (points séparés) du rendement d'interaction.

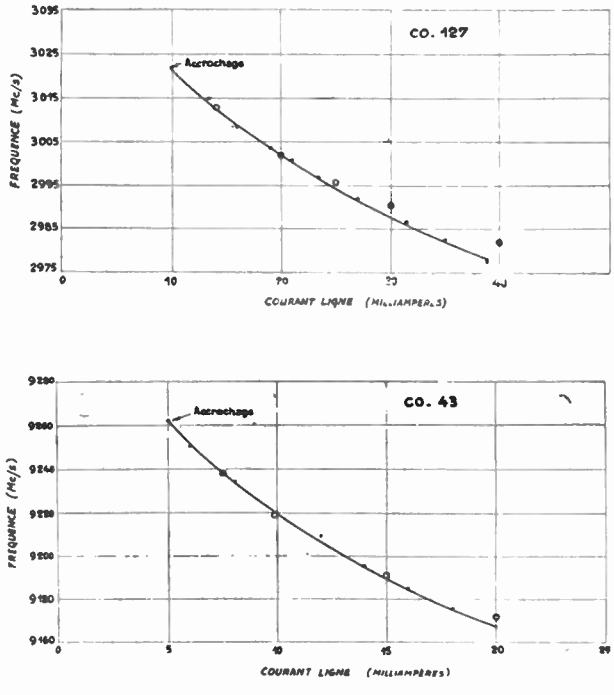


FIG. 7. — Tubes CO.127 et CO.43. Variations mesurées (courbes en traits pleins) et calculées (points séparés) de la fréquence d'oscillation avec le courant.

Un réseau tel que celui de la figure 5 permet de déterminer la variation désirable du courant de régime dans la gamme de fonctionnement du tube. Une caractéristique convenable, telle que représentée figure 4, est fournie par un canon du type tétrode à faisceaux dirigés. La forme de la caractéristique de puissance dans la bande peut être ajustée au moyen des tensions appliquées aux grilles du canon ; lorsque le courant varie peu avec la fréquence, la puissance utile présente un maximum très large si I/I_0 passe par une valeur de l'ordre de 2. Les grilles du canon peuvent être utilisées d'autre part pour une modulation rapide de l'amplitude du signal utile.

Si les rendements indiqués tableau I atteignent des valeurs assez élevées, de l'ordre de 10 % pour certains modèles, ces valeurs ne constituent pas la limite des possibilités. Les modèles étudiés représentent avant tout un ensemble homogène et pour chacun d'eux a été recherchée une variation peu importante de la puissance utile dans une très large bande.

Caractéristiques diverses des systèmes à ligne interdigitale.

Une description technique des tubes est présentée dans une autre communication*. Les différents modèles utilisent des lignes

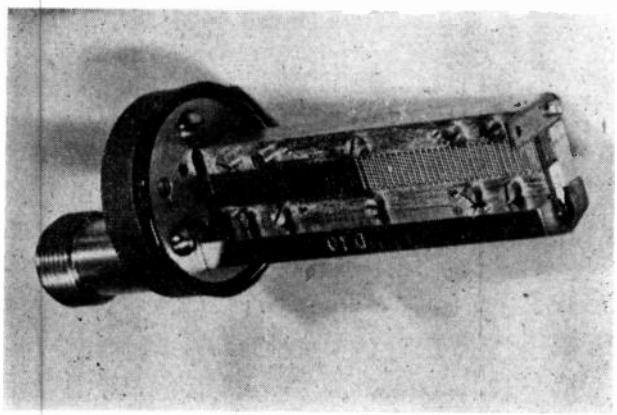


FIG. 8. — Ligne interdigitale plane pour tube CO.43.

interdigitales dont un exemple est représenté figure 8. Ces lignes présentent certaines qualités particulières :

— Leur construction définit des éléments de forme géométrique simple se prêtant bien, d'après les résultats précédents, au projet des tubes et assurant des qualités de robustesse et de reproductibilité ; les tableaux II et III résument, en ce qui concerne la fréquence d'oscillation et la puissance utile, les résultats relatifs à un lot de 100 tubes CO.127.

— La massivité des lignes interdigitales et la possibilité de les réaliser selon des techniques variées en permettent l'emploi aisé au moins jusqu'à la limite longue du domaine millimétrique.

* Voir la communication (4.5.05) « Développement Industriel de Carcinotrons O » par P. MEUNIER.

TABLEAU II

Nombre de tubes	Ecarts de fréquence			
	0 à 10 MHz	10 à 20 MHz	20 à 30 MHz	> 30 MHz
2 300 MHz	48	28	13	11
3 000 MHz	74	21	4	1
3 700 MHz	66	25	6	3

TABLEAU III

Nombre de tubes	Ecarts de puissance HF.			
	0 à 1 dB	1 à 2 dB	2 à 3 dB	> 3 dB
2 300 MHz	60	24	12	4
3 000 MHz	76	19	4	1
3 700 MHz	79	17	3	1

— Grâce au fonctionnement sur le mode fondamental l'impédance de couplage est assez élevée, malgré une faible dispersion, et des lignes courtes peuvent être utilisées ; par suite les problèmes de focalisation sont d'autant moins critiques que les lignes sont dissipatives ; la ligne interdigitale convient donc pour des tubes à large bande fournissant des performances élevées.

— En outre une ligne courte permet une meilleure séparation des oscillations parasites, et une influence moindre des effets internes de longue ligne sur la fréquence d'oscillation.

[1] P. PALLUEL et A.K. GOLDBERGER. The O Type Carcinotron Tube. *Proc. Inst. Radio Eng.* Mars 1956. P. 333-345.

[2] R. WARNECKE-P. GUENARD-O. DOEHLER. Phénomènes généraux dans les tubes à onde progressive. *L'Onde Electrique.* Avril 1954. P. 323-338.

[3] H. HEFFNER. Analysis of Backward-wave traveling wave tube. *Proc. Inst. Radio Eng.* Juin 1954. p. 930-937.

N° 6.2.02. — Quelques résultats expérimentaux sur les guides à hélices pour accélérateurs linéaires de particules lourdes

PAR

A. SEPTIER

Laboratoire d'Electronique et de Radioélectricité
Faculté des Sciences, Paris

1. But des mesures.

L'utilisation d'un guide à hélice comme structure lente d'un accélérateur linéaire à particules lourdes est envisagée depuis quelques années déjà. Des études théoriques très approfondies ont été consacrées à la détermination des deux facteurs essentiels : la vitesse de phase de l'onde ralentie et l'impédance shunt du guide chargé. Mais ces théories font intervenir diverses approximations et hypothèses simplificatrices dont il est difficile d'évaluer la précision ; en particulier dans le cas où l'on veut faire intervenir les supports diélectriques de l'hélice. D'autre part les nombreux travaux sur les *TPO* à hélices ne font pas mention des pertes.

Nous avons cherché à déterminer expérimentalement les caractéristiques de différentes portions de guides à hélices, puis à en améliorer l'impédance shunt, en variant la forme des supports diélectriques, et nous avons comparé nos résultats, lorsque c'était possible, à ceux fournis par la théorie (1).

Nous avons effectué les mesures sur des portions de guide transformées en cavités résonnantes par adjonction de flasques planes réfléchissantes. La détermination de la position des nœuds et des ventres du système d'ondes stationnaires nous a fourni, pour chaque fréquence de résonance f_0, la valeur de la longueur d'onde dans le guide, donc de la vitesse de phase, et une méthode de perturbation nous a permis de calculer l'impédance shunt de la cavité.

Nous avons choisi comme diélectrique, le plexiglas, matériau facilement travaillable et à pertes élevées à ces fréquences, pour voir facilement l'influence de la forme des supports sur l'impédance shunt.

2. Description du montage.

2.1. — Cavités.

Nous avons étudié deux portions de guide, correspondant, la première à une vitesse de phase de l'ordre de $v_p \simeq 0{,}1\ c$ (c'est-à-dire à des protons de 5 MeV environ) et la deuxième à $v_p \simeq 0{,}3\ c$ (protons de 40 à 50 MeV). Nous les désignerons dans ce qui suit par : cavité n° 1 ou C_1 (5 MeV) et cavité n° 2 ou C_2 (50 MeV). La première se situe dans la zone où l'impédance schunt théorique est beaucoup plus forte que celle de la structure à tubes de glissement (Alvarez), et la deuxième dans la zone où cette impédance devient nettement inférieure.

Les paramètres des cavités n° 1 et 2 sont donnés dans le tableau I

Tableau I

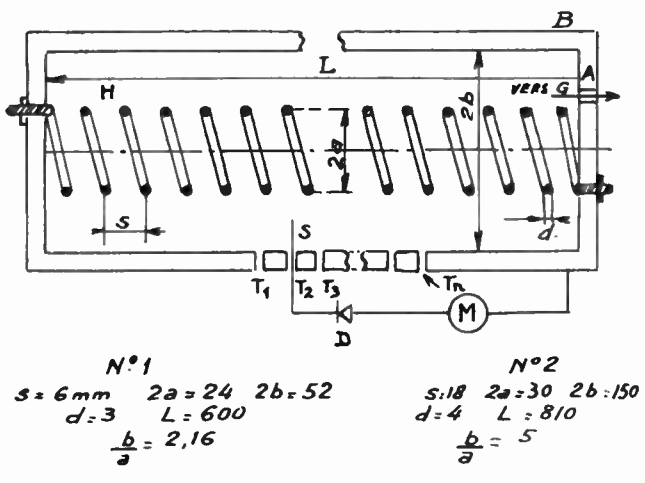
	cavité n° 1	cavité n° 2
Hélice — diamètre moyen	$2a = 24$ mm	30 mm
diamètre du fil	$d = 3$ mm	4 mm
pas	$s = 6$ mm	18 mm
Blindage — diamètre	$2b = 52$ mm	150 mm
	$(b/a = 2{,}16)$	$(b/a = 5)$
longueur	600 mm	810 mm
	(100 pas)	(45 pas)

Le rapport b/a est bien plus fort dans le deuxième cas pour diminuer au maximum les pertes dues au blindage lui-même.

Les supports diélectriques utilisés pour la mise en place de l'hélice occupent une fraction α du volume compris entre hélice et blindage : α est le « coefficient de remplissage » en diélectrique.

La figure 1 donne le schéma du montage expérimental.

La cavité C et le fil de l'hélice sont argentés et polis. C est excitée par une courte antenne A parallèle à l'axe, située à l'extérieur de l'hélice, à quelques millimètres du fil et reliée à un générateur *H.F.*



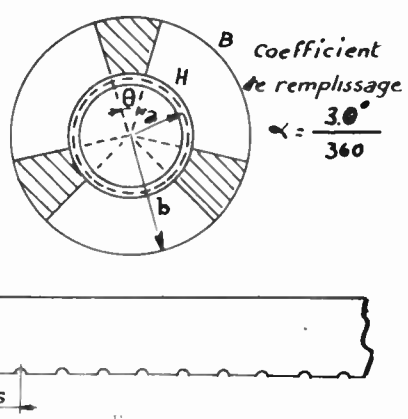


Fig. 1

dont la fréquence peut varier de 150 à 400 MHz. Une sonde S, associée à un cristal détecteur D et à un galvanomètre M peut pénétrer dans la cavité grâce à de nombreux petits trous $T_1 .. T_n$ échelonnés sur plusieurs génératrices du cylindre B. L'expé-

rience montre en effet que, même lorsque le blindage est éloigné de l'hélice, il faut éviter de le fendre pour déplacer un chariot porte sonde ; une fente longitudinale arrête les lignes de courant circulaires et perturbe fortement le système résonnant.

Le cristal utilisé a une réponse parfaitement quadratique. Pour diminuer au maximum les couplages, générateur → cavité et cavité → appareil de mesure, nous avons toujours travaillé avec un enfoncement de sonde minimum et une puissance injectée ramenée au minimum compatible avec une bonne précision des mesures grâce à un atténuateur placé entre G et A.

Les cavités sont fixées verticalement dans un châssis portant en outre deux poulies et une règle graduée parallèle à l'axe de la cavité ; le tout permet le centrage sur l'axe de l'hélice d'un fil de nylon portant une bille métallique ou diélectrique et la mesure des déplacements de cet obstacle perturbateur.

Les mesures de fréquences ont été effectuées avec un fréquencemètre Rhode et Schwarz, dont la sensibilité effective est de 2.10^{-5} (4 kHz à 200 MHz), mais la stabilité en fréquence de l'ordre de 10^{-6}.

3. Longueur d'onde dans l'hélice — vitesse de phase v_p.

3.1. — Pour déterminer la vitesse v_p de l'onde progressive dans le guide, il suffit de déterminer la longueur d'onde λ_g du système d'ondes stationnaires : les deux quantités v_p et λ_g étant liées par la relation :

$$\frac{v_p}{c} = \frac{\lambda_g}{\lambda_0}$$

où λ_0 représente la longueur d'onde dans l'espace libre correspondant à la fréquence de résonance f_0.

Le système résonne pour une suite discrète de fréquences f_0, distantes de 20 MHz environ dans la cavité nº 1 et 45 MHz dans la cavité nº 2. Il faut pour chacune d'elles placer la sonde exactement en un ventre de champ radial avant toute mesure. La courbe de résonance de la cavité est alors parfaitement symétrique.

3.2. — MÉTHODE DE MESURE DE λ_g.

La cavité est explorée suivant l'axe à l'aide d'une petite bille d'argent de 5 mm de diamètre. Cet obstacle perturbe le système d'ondes stationnaires, sauf aux endroits où existe un nœud commun du champ électrique axial E_z et du champ magnétique axial H_z, $\left(\text{qui varient tous deux comme } \cos\frac{2\pi}{\lambda_g} z,\right)$ d'où variation Δf_0 de la fréquence de résonance, et une variation de l'intensité lue sur le galvanomètre. La forme de l'obstacle n'a aucune importance la seule condition étant qu'il ait des dimensions petites devant celles de la cavité et la longueur d'onde λ_g. Lorsque le fil est bien centré, les courbes représentant la variation de l'intensité détectée durant le déplacement de la bille sont parfaitement régulières (fig. 2), sauf dans le proche voisinage des flasques où existe une répartition complexe des champs permettant le raccordement aux parois. Cette zone perturbée est de l'ordre de 1 cm dans la cavité nº 1 et de 2 cm dans la cavité nº 2.

Les mesures ont été effectuées :

— sur l'hélice nue tendue entre les flasques

— sur l'hélice dans le blindage, sans supports ;

— sur l'hélice avec supports.

La figure 3 donne les résultats obtenus avec C_1, comparés aux courbes théoriques tirées des formules fournies par K. JOHNSEN (1) On voit que la présence du blindage seul ($\alpha = 0$) ralentit considérablement la vitesse de phase, et diminue beaucoup la dispersion du système. D'autre part il y a bon accord entre courbes expérimentales et théoriques (v/c passe de 0,095 vers 200 MHz à 0,085 à 400 MHz, si $\alpha \neq 0{,}2$, soit 10 % environ).

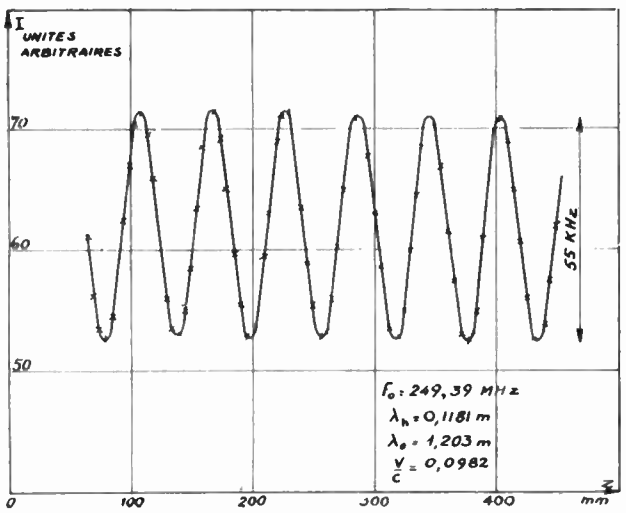


FIG. 2

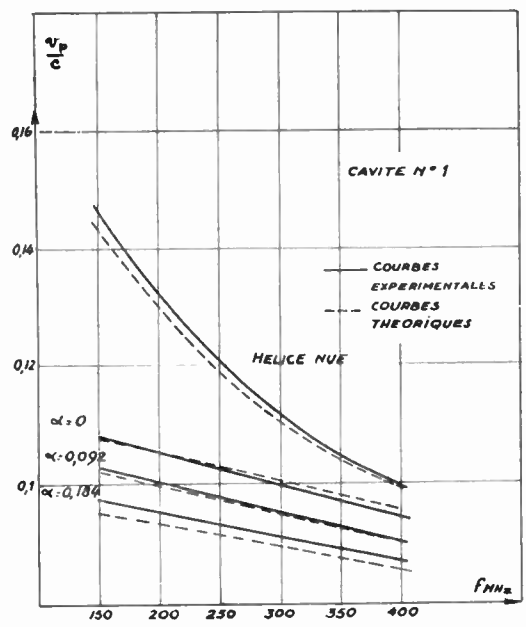


FIG. 3

Sur la figure 4 relative à C_2, on voit que les valeurs obtenues avec l'hélice en fil de 4 mm et de pas 18 mm sont situées loin des courbes théoriques ; on ne retrouve ces dernières qu'en remplaçant le fil unique par une ligne bifilaire d'écartement $s/2$ enroulée en hélice, ayant les mêmes caractéristiques que l'hélice précédente, mais se rapprochant davantage du modèle de la couche continue (le rapport entre le conducteur et la coupure est alors $\frac{2d}{s} = 0{,}4$, au lieu de $\frac{d}{s} = 0{,}2$). Les 2 hélices identiques constituant ce système sont excitées en phase : nous les nommerons « hélices en parallèle ». Il est difficile dans ce cas de faire des mesures sur l'hélice nue à des fréquences inférieures à 200 MHz

car la résonance est très floue par suite d'un rayonnement intense. Pour $\alpha = 0{,}2$, on aurait à 200 MHz : $\frac{v}{c} = 0{,}295$, au lieu de 0,33 pour l'hélice sans support.

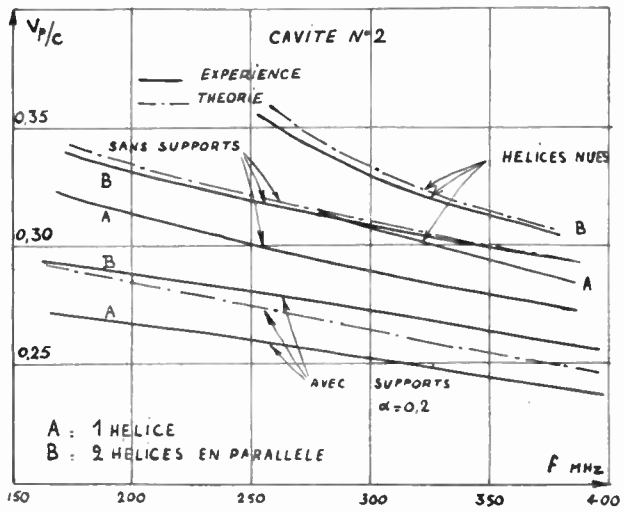


FIG. 4

4. Impédance Shunt.

4.1. — MÉTHODE DE CALCUL.

L'impédance shunt par unité de longueur de la cavité peut être définie par la relation $Z_s = E^2/p_0$ où E représente l'amplitude maximum du champ électrique axial en un ventre de l'onde stationnaire et p_0 la puissance perdue par unité de longueur. Si on considère que l'atténuation est négligeable, les pertes totales p_1 peuvent s'écrire $p_1 = p_0 L$, et on en tire l'expression du coefficient de surtension Q_0.

$$Q_0 = 2\pi f_0 \frac{W_0}{p_0 L}$$

où W_0 représente l'énergie totale emmagasinée dans la cavité. Les grandeurs E et W_0 sont liées par une autre relation : si on considère la variation df_0 de la fréquence de résonance produite par l'introduction en un ventre du champ d'une bille de diélectrique de volume v et de constante diélectrique ε_r, on a en effet

$$\frac{df_0}{f_0} = \frac{3}{4} v \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 2} \cdot \frac{\varepsilon_0 E^2}{W_0}$$

En combinant ces relations on tire

$$Z_{s\,(\text{cavité})} = \frac{E^2}{p_0} = \frac{2}{3} \frac{L}{\pi v} \cdot \frac{df_0}{f_0} \cdot \frac{Q_0}{\varepsilon_0 f_0} \cdot \frac{\varepsilon_r + 2}{\varepsilon_r - 1}$$

ε_r est égal à 2,63 pour le plexiglas utilisé vers 200 MHz soit, $\frac{\varepsilon_r + 2}{\varepsilon_r - 1} = 2{,}8$. Pour C_1 on a par exemple :

$$Z_{s\,(\text{guide})} = 1{,}03\, \lambda_0 \frac{df_0}{f_0} Q_0 10^3 \ \text{M}\Omega/m$$

et une formule identique pour C_2, mais avec un coefficient numérique différent. L'impédance du guide est égale à la moitié de celle de la cavité correspondante.

Pour obtenir Z_s il suffit donc de déterminer pour chaque fréquence de résonance f_0 (qui donne λ_0), la variation df_0, et le coefficient de surtension Q_0.

4.2. — COEFFICIENT DE SURTENSION Q_0.

Nous avons mesuré Q_0 en recherchant la largeur à mi-hauteur des courbes de résonance tracées en faisant varier lentement f de part et d'autre de chaque fréquence de résonance f_0.

Pour la première structure, les valeurs de Q_0 de l'hélice nue sont très fortes et supérieures à celles de la cavité sans support: soit 1 700 environ de 200 à 400 MHz (fig. 5). L'introduction

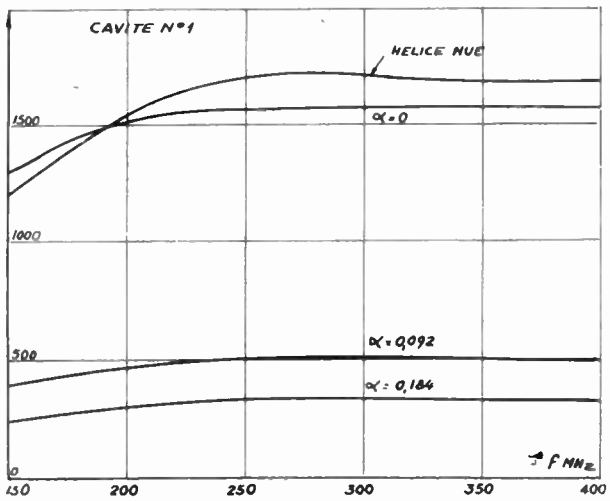


FIG. 5

des supports abaisse fortement ces valeurs à 350 pour $\alpha = 0{,}2$ par exemple.

Dans le deuxième cas, la valeur de Q_0 de l'hélice seule est très basse: 250 à 300, tandis que la présence du blindage l'amène à des valeurs beaucoup plus élevées que dans le premier cas, la cavité ayant un volume plus grand. L'introduction de deux hélices identiques en parallèle n'améliore pas Q_0, mais le passage du fil de $d = 4$ mm à un ruban de 8×4 mm relève sa valeur de 2 500 à 3 600 vers 300 MHz. L'introduction de supports normaux avec

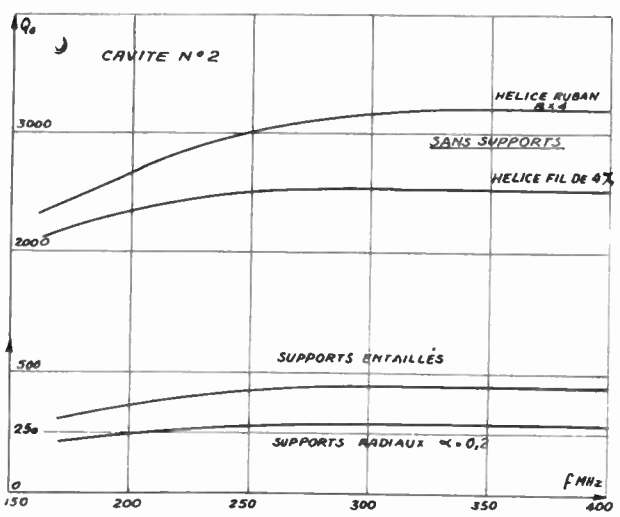


FIG. 6

$\alpha = 0{,}2$ le fait tomber vers 300, et des supports de forme spéciale, que nous décrirons plus loin, l'amènent vers 450 (fig. 6).

4.3. — Mesure de df_0.

Si on garde à la bille exploratrice un volume faible, les variations df_0 sont très faibles avec du plexiglas de constante $\varepsilon_r = 2{,}63$ Nous n'avons pu nous procurer de bille convenable en céramique à haute permittivité. Aussi avons-nous mis au point une méthode de mesure des faibles variations df_0, de l'ordre de quelques kHz. Pour cela, nous nous plaçons sur le flanc de la courbe de résonance, à une fréquence f_1 très proche de f_0, dans la zone où une variation df_0 introduit la variation maximum de l'intensité lue au galvanomètre. Nous mélangeons un signal de fréquence f_1 issu du même générateur G_1 et un signal de fréquence *fixe* f_2 issu d'un deuxième générateur *HF*, G_2, et telle que (f_2-f_1) soit de l'ordre de 200 kHz afin d'éviter une réaction entre les deux générateurs (fig. 7). Le signal de fréquence (f_2-f_1) est envoyé sur un oscillographe *O*, en même temps qu'une fréquence *BF* variable connue f_3 venant d'un générateur G_3. On détermine ainsi très facilement (f_2-f_1). (On peut aussi utiliser un bloc récepteur de radio à gammes étalées mais la précision est moins bonne). On étalonne alors en fréquence en faisant varier f_1, une faible portion de la courbe de résonance ; puis f_1 étant fixé à nouveau au milieu de cette plage, on déplace la bille dans la cavité et on lit les déviations ΔI sur le galvanomètre.

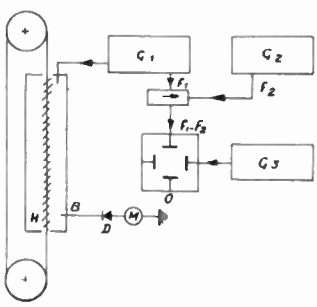


Fig. 7

On a ainsi immédiatement la valeur de df_0. Dans les meilleures conditions de stabllité la détermination de (f_2-f_1) se fait à mieux que 1 kHz près et par suite df_0 est connu avec cette précision.

La figure 8 représente la variation de df_0 avec la fréquence dans la cavité n° 2, pour les cas $\alpha = 0$ et $\alpha = 0{,}2$. L'introduction du diélectrique abaisse donc légèrement df_0. Les courbes sont identiques avec deux hélices en parallèle. On voit que vers 200 MHz, df_0 n'est que de quelques kHz.

4.4. — Résultats : valeur de Z_s.

Ayant Q_0 et df_0 nous avons calculé Z_s pour les portions de guide correspondant à C_1 et C_2.

Les résultats relatifs à la cavité n° 1 sont portés figure 9. Pour l'hélice sans supports, Z_s varie de 38 à 46 MΩ/*m* lorsque *f* passe de 200 à 300 MHz, valeurs inférieures aux valeurs théoriques sans doute à cause d'une différence notable de conductivité entre l'argent recouvrant les conducteurs et la conductivité théorique de l'argent à ces fréquences. L'accord est excellent pour l'hélice avec supports, les pertes essentielles étant dues ici au diélectrique. (l'angle de perte δ du plexiglas utilisé étant $\delta = 8{,}35.10^{-3}$, alors que le quartz transparent permet d'avoir $\delta = 0{,}2.10^{-3}$, soit environ 40 fois moins).

L'accord excellent avec la théorie nous permet de prévoir les valeurs de Z_s pour le quartz par exemple. En effet, on aurait en appliquant les formules de K. Johnsen et en nommant Z_D l'impédance shunt correspondant aux pertes dans le diélectrique seul

$$\frac{Z_D \text{ quartz}}{Z_D \text{ plexiglas}} \simeq 32{,}5$$

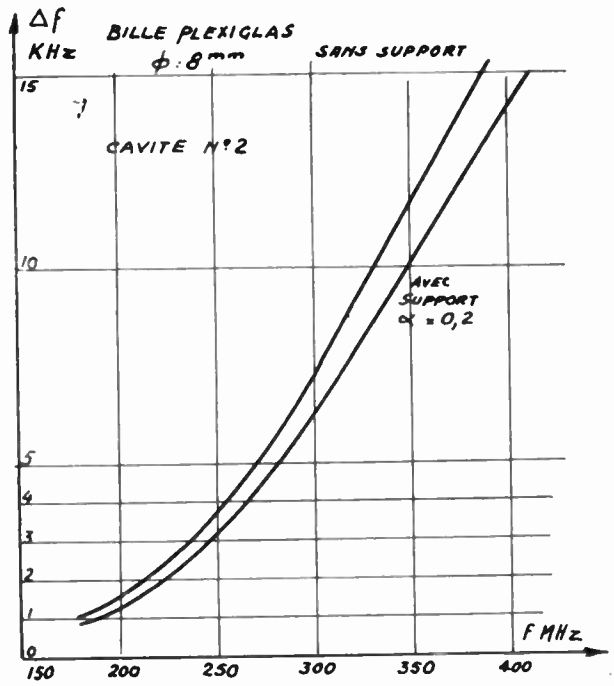


Fig. 8

On va donc se rapprocher beaucoup de l'impédance shunt de l'hélice sans support, et on pourra espérer avoir dans cette portion de guide de très faible diamètre $Z_s \# 30$ MΩ/*m*.

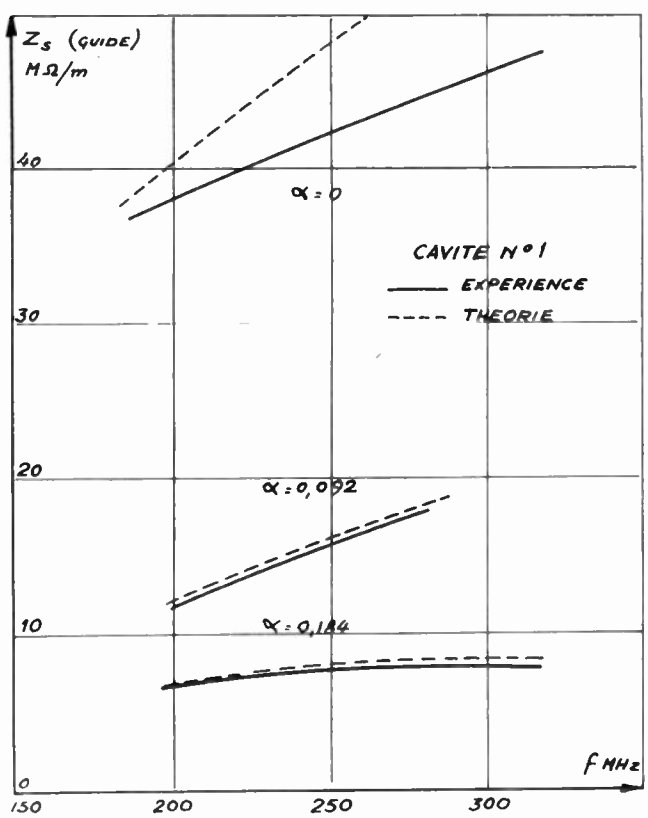


Fig. 9

L'accroissement du diamètre du blindage se traduirait d'ailleurs par un accroissement notable de Z_s ; c'est ce qui nous a conduit à donner à C_2 un rapport b/a de 5 au lieu de 2,16 (Il serait bon, dans un accélérateur réel de conserver un petit diamètre au début afin de pouvoir placer à l'extérieur des lentilles de focalisation magnétique de faible encombrement).

Les résultats concernant C_2 sont reportés figure 10. Les valeurs de Z_s pour l'hélice en fil cylindrique de 4 mm sont assez éloignées

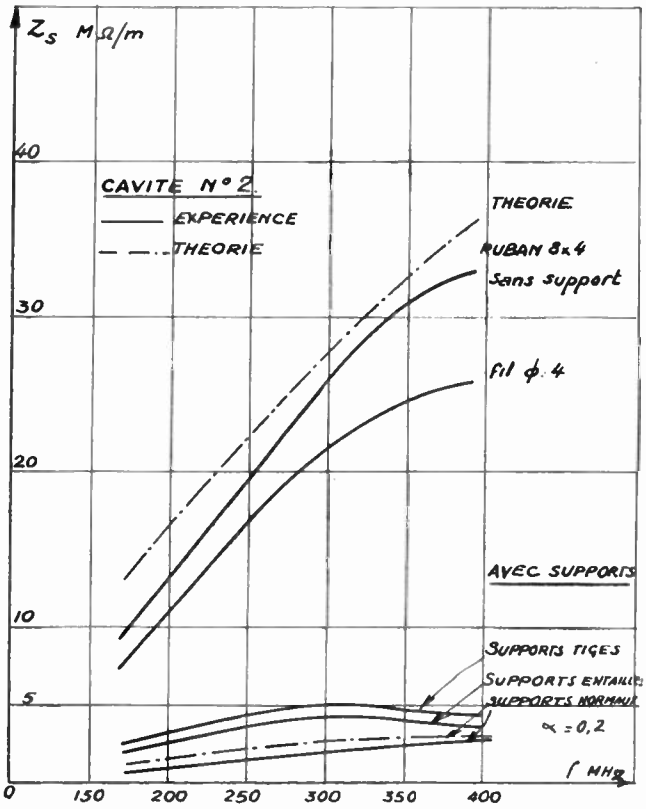


FIG. 10

de la valeur théorique ; le remplacement d'une hélice par deux hélices identiques n'améliore pas Z_s alors que le passage à l'hélice en ruban de 8 × 4 mm amène une diminution nette des pertes, et Z_s à des valeurs très proches de la limite théorique. (Le manque d'amélioration pour deux hélices peut s'expliquer par le fait qu'il est impossible de placer les deux hélices rigoureusement parallèles et coaxiales d'un bout à l'autre de la cavité : il doit y avoir naissance de modes parasites qui contribuent à accroître les pertes et annuler le bénéfice qu'on pouvait en espérer. Par contre un ruban est quelque chose de mécaniquement bien défini).

Dans le cas des supports normaux et de 1 ou 2 hélices en fil avec $\alpha = 0{,}2$, Z_s tombe à des valeurs extrêmement basses (2 MΩ/*m* à 300 MHz au lieu de 21 MΩ/*m*).

4.5. — Amélioration de Z_s.

Nous avons cherché à diminuer les pertes dues au diélectrique en utilisant d'autres formes de supports :

— ayant moins de matière dans les zones où les champs électriques sont très intenses, c'est-à-dire dans le voisinage des fils;

— moins volumineux en général ;

— mais ayant toutefois une rigidité mécanique encore suffisante pour que la position de l'hélice dans le blindage reste parfaitement définie et stable.

Nous avons donc essayé successivement :

— les supports radiaux entaillés, dont l'utilisation nous a été suggérée par JOHNSEN et représentés figure 11. Les supports ori-

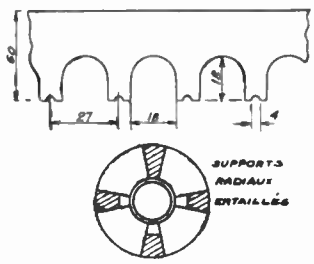


FIG. 11

ginaux portaient des encoches demi-cylindriques de 9 en 9 mm pour permettre la fixation de deux hélices de pas 18 mm en parallèle. On a entaillé profondément la région proche du centre, en laissant une encoche sur 3. Si on dispose 4 supports à 90° dans la cavité, chaque hélice est soutenue tous les 3/4 de tour, ce qui est suffisant pour le bon positionnement.

L'usage de ces supports donne des valeurs de Q_0 supérieures et des valeurs de df_0 légèrement supérieures, ce qui se traduit par un relèvement très net de Z_s.

— des supports formés par 3 tiges cylindriques identiques (fig. 12) de 20 mm de diamètre, placées à 120°, enserrant l'hélice

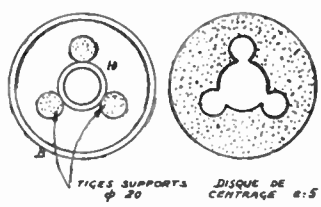


FIG. 12

et maintenues elles-mêmes par des disques munis de trous et glissant à frottement dans le blindage. Une distance de 30 cm entre les disques assure une bonne rigidité. De petites encoches ménagées dans les tiges positionnent le fil. Ici encore l'amélioration est sensible, le volume total du diélectrique étant beaucoup plus faible que dans le cas précédent. Z_s atteint maintenant 5 MΩ/*m* vers 300 MHz (fig. 10).

5. Conclusion.

Si on prend des supports en quartz ayant la forme précédente et une hélice unique en ruban large, on peut espérer approcher de très près les valeurs de Z_s obtenues avec l'hélice sans supports. Et on aura avantage, dans la zone des fortes énergies (de 20 à 40 MeV par exemple) à utiliser une fréquence comprise entre 300 et 400 MHz plutôt que 200 MHz, utilisable vers 5 MeV. D'autre part ces quelques expériences montrent que les formules théoriques décrivent suffisamment bien les phénomènes dans ce système pourtant complexe d'hélice avec support radiaux et par conséquent, que des supports à faibles pertes n'entraîneraient pas de pertes *HF* catastrophiques.

Nous arrivons également à la conclusion qu'il est possible d'envisager avec confiance la construction de petits accélérateurs à hélice, allant jusqu'à 20 ou 30 MeV. Pour un diamètre suffisant du blindage, la valeur de Z_s sera encore pour ces énergies de l'ordre de celle de l'accélérateur Alvarez.

BIBLIOGRAPHIE

[1] K. JOHNSEN. CERN-PS/KJ 27, Août 1954.

N° 6.2.03. — Sur les guides à ondes lentes généralisant les guides à hélice

PAR

F. BERTEIN et W. CHAHID

Laboratoire d'Electronique et de Radioélectricité.
Faculté des Sciences de Paris

1. Structure des guides étudiés.

On connaît la possibilité de produire des ondes électromagnétiques lentes au moyen d'une hélice circulaire. On étudie ici le cas des guides obtenus à l'aide de lignes de forme plus complexe tracées sur un cylindre de révolution. La théorie exposée laisse prévoir la production d'ondes de structures variées dont certaines offrent des vitesses de phase très lentes et comme telles susceptibles de présenter un intérêt dans la technique des interactions avec les particules électrisées. Un montage expérimental simple en a fourni une première vérification.

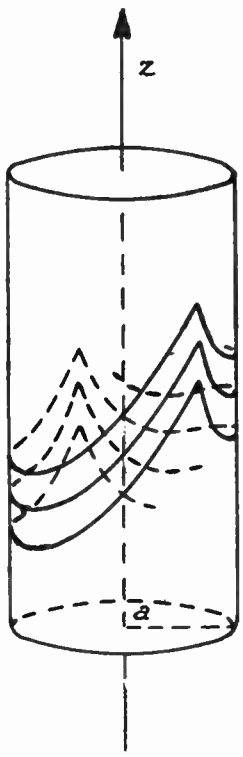


FIG. 1

Les guides dont il sera question ici sont constitués par un conducteur C enroulé sur un cylindre de révolution fictif, de rayon a, de manière que ses spires successives se déduisent les unes des autres par une translation verticale (figure 1 – structure développée : figure 2).

Les spires ont, par ailleurs, une forme quelconque ; on les suppose assez serrées pour que l'on puisse traiter le problème comme celui d'une couche continue de courant. A cet effet on pourra réaliser aussi bien des montages dans lesquels les spires successives sont, non pas celles d'un seul conducteur, mais de plusieurs conducteurs intercalés les uns dans les autres. Le problème est traité en coordonnées cylindriques classiques z, r, θ. On pose :

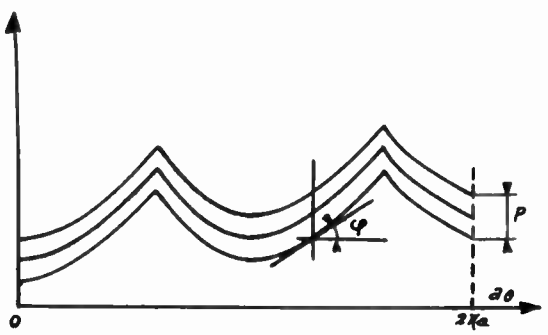


FIG. 2

équation d'une spire : $z = \zeta(\theta)$

pente sur la section droite : $\operatorname{tg}\varphi = \frac{1}{a}\frac{d\zeta}{d\theta}$

Cette pente est fonction périodique de période 2π ; il peut arriver qu'elle possède une période plus petite $2\pi/M$ (symétrie de répétition d'ordre M) ; $M = 2$ dans le cas des figures.

Le pas des spires est défini par :

$$p = \zeta(2\pi) - \zeta(0)$$

2. Equations du problème.

Le problème est celui d'un *courant superficiel dont les lignes en chaque point ont une direction connue* $\varphi(\theta)$.

En raison de la répétition par translation, les modes, c'est-à-dire les régimes sinusoïdaux en t (pulsation ω) pourront tous être pris également sinusoïdaux en z ainsi qu'on le vérifiera du reste sur les équations de Maxwell. En d'autres termes, on peut en adoptant des notations complexes imposer à chaque mode une variation spatiale de la forme :

$$f(r, \theta)\, e^{j(\omega t - \beta z)}$$

ce qui représente une onde progressive suivant Oz, de vitesse de phase :

$$v = \frac{\omega}{\beta} \qquad (1)$$

Dans ces conditions les équations de Maxwell fournissent une relation avec laplacien précisant les fonctions $f(r, \theta)$: comme

d'habitude dans les problèmes en coordonnées cylindriques ces fonctions s'expriment à l'aide d'une série d'expressions en :

$$\begin{cases} I_m\ (\gamma r)\ e^{jm\theta} \\ K_m\ (\gamma r)\ e^{jm\theta} \end{cases}$$

$$\gamma^2 = \beta^2 - k^2\ ; \quad k = \frac{\omega}{c} \tag{2}$$

I_m, K_m fonctions de Bessel, à prendre respectivement à l'intérieur et à l'extérieur du cylindre pour des raisons de régularité de la solution.

Un mode apparaît ainsi comme formé par la superposition d'une série d'ondes simples réparties suivant les deux classes bien connues : électriques (TM), magnétiques (TE). Précisons les équations des composantes à l'intérieur du cylindre :

$$(3)\quad \begin{cases} E_z = -\gamma^2 \Sigma A_m I_m (\gamma r)\, e^{jm\theta} & \times e^{j(\omega t - \beta z)} \\ E_r = \Sigma \left(-j\beta\gamma\, A_m I'_m + \frac{\omega\mu}{r}\, m\, B_m\, I_m\right) e^{jm\theta} & \text{»} \\ E_\theta = \Sigma \left(\frac{\beta}{r}\, m A_m I_m + j\omega\gamma\mu\, B_m I'_m\right) e^{jm\theta} & \text{»} \\ H_z = -\gamma^2 \Sigma B_m I_m\, e^{jm\theta} & \text{»} \\ H_r = -\Sigma \left(\frac{\omega\varepsilon}{r}\, m\, A_m I_m + j\beta\gamma\, B_m I'_m\right) e^{jm\theta} & \text{»} \\ H_\theta = \Sigma \left(-j\omega\gamma\varepsilon\, A_m I'_m + \frac{\beta}{r}\, m\, B_m\, I_m\right) e^{jm\theta} & \text{»} \end{cases}$$

Les coefficients A_m sont ceux des ondes TM, B_m ceux des ondes TE. A l'extérieur on remplacera A_m par A'_m, B_m par B'_m, I_m par K_m.

Les coefficients A_m... sont fixés par les conditions aux limites sur le cylindre, à savoir :

$$(4)\quad \begin{cases} \vec{E}_{ti} = \vec{E}_{te} \\ \vec{H}_{ti} - \vec{H}_{te} \perp C \end{cases}$$

(t, tangentiel ; i, intérieur ; e, extérieur)

où l'on explicitera les champs par leurs valeurs (3), pour $r = a$.

Convenons dans la suite de poser :

$$I_m = I_m(\gamma a), \ldots \qquad I'_m(x) = \frac{dI_m}{dx}, \ldots \qquad I'_m = I'_m(\gamma a), \ldots$$

on trouve sans difficulté deux groupes de relations ; le premier donne les A'_m, B'_m en fonction de A_m, B_m.

$$A'_m = A_m \frac{I_m}{K_m} \qquad B'_m = B_m \frac{I'_m}{K'_m} \tag{5}$$

Le deuxième groupe détermine les A_m et B_m eux-mêmes :

$$(6)\quad \begin{cases} \sum \left[jk\gamma \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\, B_m I'_m + A_m I_m \left(m\frac{\beta}{a} - \gamma^2 \operatorname{tg}\varphi\right)\right] e^{jm\theta} = 0 \\ \sum \left[jk\gamma \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}}\, A_m K'_m + B_m K_m \left(m\frac{\beta}{a} - \gamma^2 \operatorname{tg}\varphi\right)\right] e^{jm\theta} = 0 \end{cases}$$

3. Cas d'un certain domaine d'approximation, obtention d'une équation différentielle.

Nous étudierons les modes de vitesse de phase lente, c'est-à-dire $v \ll c$; il en résulte : $k \ll \beta$ d'où $\gamma \# \beta$. Nous supposerons que l'on ait de plus :

$$\beta a \gg 1 \tag{7}$$

Dans ces conditions l'on peut écrire en vertu des valeurs asymptotiques des fonctions de Bessel :

$$2\gamma a\ I'_m\ K'_m \# -\frac{1}{2\gamma a\ I_m\ K_m} \# -\sqrt{1 + \frac{m^2}{\gamma^2 a^2}} \tag{8}$$

et à cette approximation le système (6) devient :

$$(9)\quad \begin{cases} \sum \left[\frac{-sk}{2a\, I_m\, K_m} + m\,\frac{\beta}{a} - \gamma^2 \operatorname{tg}\varphi\right] a_m\ e^{jm\theta} = 0 \\ b_m = s\, a_m \qquad s = \pm 1 \end{cases}$$

en posant :

$$(10)\quad \begin{cases} A_m = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}\, I_m}\, a_m \\ B_m = \frac{-2\gamma j a K'_m}{\sqrt{\mu}}\, b_m \end{cases}$$

Le problème revient à déterminer les coefficients a_m c'est-à-dire aussi bien la fonction

$$u(0) = \Sigma\, a_m\, e^{jm\theta} \tag{11}$$

qui n'est autre, à un coefficient près, que la valeur du champ E_z sur le cylindre.

La relation asymptotique (8) nous conduit à écrire :

$$-\frac{1}{2\gamma a\ I_m\ K_m} = -1 - \frac{m^2}{2\gamma^2 a^2}$$

du moins les premières valeurs de m c'est-à-dire *dans le cas où il y a au total peu d'harmoniques*. Nous le supposerons et dans ces conditions on verra aisément que la relation (9) s'écrit également :

$$\frac{jsk}{2\gamma^2 a}\,\frac{d^2u}{d\theta^2} + \frac{\beta}{\gamma}\,\frac{du}{d\theta} - ja\,(sk + \gamma \operatorname{tg}\varphi)\, u = 0 \tag{12}$$

C'est là une *équation différentielle linéaire du deuxième ordre* qui déterminera u, c'est-à-dire en définitive la solution du problème, du moins moyennant les conditions exposées dans ce qui précède.

4. Solutions à l'approximation zéro.

En vertu des ordres de grandeur le premier terme de (12) est un terme correctif ; à l'approximation zéro nous le négligerons en faisant d'autre part $|\beta| = \gamma$. L'équation n'est plus que du premier ordre et donne la solution :

$$u(\theta) = e^{j(ska\,\theta + \beta\zeta)} \tag{13}$$

(à un coefficient près qui est sans intérêt)

Cette fonction doit bien entendu présenter une seule détermination en θ, c'est-à-dire être périodique de période 2π ; cette condition fixe immédiatement les diverses valeurs de β possibles pour chaque k, soit :

$$\beta_{ns} = \frac{2\pi\ (n - ska)}{p} \qquad n \text{ entier} \tag{14}$$

On obtient ainsi *une infinité de modes ; à chaque valeur de n correspondent deux modes, $s = \pm 1$*

Si le produit ka est assez faible, les deux modes de même n ont des β voisins :

les modes $n > O$ vont vers la droite,

es modes $n < O$ vers la gauche.

On observe qu'à ce degré d'approximation, les valeurs de β, donc de v, ne dépendent que du pas des spires, non de leur forme.

Chaque mode en général comporte tous les harmoniques angulaires ; certains ordres m manquant toutefois systématiquement lorsque tg φ présente une symétrie de répétition d'ordre $M > 1$; le tableau suivant indique les harmoniques présents dans les cas $M = 1$, $M = 2$:

n \ m	0	1	2	3	4	...
0	×	×	×	×	×	
1	×	×	×	×	×	
2	×	×	×	×	×	

$M = 1$

n \ m	0	1	2	3	4	...
0	×		×		×	
1		×		×		
2	×		×		×	

$M = 2$

5. Solutions à l'approximation un.

A cette approximation nous tiendrons compte du premier terme de (12) mais à titre de correction : il suffit d'y remplacer $\frac{d^2u}{d\theta^2}$ par sa valeur tirée de (13) ; l'équation (12) est toujours résoluble en tant que non homogène et du deuxième ordre :

$$u = e^{j\left[ska\,\theta + \beta\zeta - j\frac{sk}{2\beta a}\zeta' + \frac{sk}{2a}\int_0^\theta \zeta'^2\,d\theta\right]} \tag{15}$$

D'après la périodicité les valeurs possibles de β sont alors :

$$\beta_{ns} = \frac{2\pi}{p}\left[n - ska\left(1 + \frac{P^2}{2}\right)\right] \tag{16}$$

en posant :

$$P^2 = \frac{1}{2\pi a^2}\int_0^{2\pi} \zeta'^2\,d\theta \tag{17}$$

(P^2 = carré moyen de la pente des lignes C).

On voit que la relation entre β et k est peu différente de celle de l'approximation zéro. Ici apparaît toutefois une dépendance de β vis à vis de la forme des spires qui intervient par P. Pour un pas donné, β est plus grand, c'est-à-dire que les ondes sont plus lentes pour un conducteur sinueux que pour l'hélice simple.

On vérifiera que tant que la pente reste faible, on peut écrire pour le mode $n = 0$:

$$\frac{\beta_0}{k} = \frac{L}{p} \tag{18}$$

relation reliant simplement le ralentissement du mode à la longueur L des spires.

6. Rappel concernant les conditions d'emploi des approximations.

Les expressions obtenues supposent les inégalités $k \ll \beta$, $\beta a \gg 1$

Elles supposent également qu'il y a peu d'harmoniques en θ : elles s'appliqueraient mal à des spires présentant de brusques changements de pente.

Si l'on désire des résultats plus approchés il est nécessaire de partir non plus du système (9) mais du système (6) lui-même et il est possible de parvenir encore à une équation différentielle mais plus compliquée que celle que nous avons examinée.

Enfin, on ne doit pas perdre de vue que le guide est traité comme formant une couche continue et que des écarts importants peuvent provenir des spires trop espacées.

7. Obtention d'ondes lentes.

Envisageons l'interaction avec un faisceau de particules se déplaçant suivant Oz ; un mode utile doit avant tout présenter un terme de révolution $m = 0$.

Supposons d'abord que l'on veuille employer un mode $n = 0$ comme dans le cas de l'hélice usuelle. Pour obtenir des ondes de plus en plus lentes, on doit d'après (16) réduire le pas p ou augmenter P c'est-à-dire les sinuosités des spires. Toutefois cette augmentation de P ne peut guère aller de pair qu'avec celle de p si l'on désire maintenir une certaine distance minimum entre les diverses spires (isolement).

Considérons maintenant les modes supérieurs, $n = 1$ par exemple. Ces modes dans l'hélice simple ne sont pas retenus car ils ne possèdent que la seule composante angulaire $m = n$. Il n'en est pas de même ici pour des spires de forme quelconque : ces modes ont à priori une composante de révolution $m = 0$, d'où un intérêt possible. Or, la relation (14) montre qu'ils ont des vitesses v sensiblement plus faibles que pour $n = 0$. On verra aisément par exemple que la longueur d'onde dans le guide des modes $n = 1$ lorsque $ka \ll 1$, est de l'ordre du pas p.

Les divers modes étant mutuellement indépendants, il est possible théoriquement d'en produire un bien déterminé à l'aide d'un dispositif d'excitation approprié. Le choix de la forme des spires influe d'autre part sur la fonction $u(\theta)$ et par suite sur les pourcentages des divers harmoniques m dans ce mode. Il est naturel de chercher une forme favorisant autant que possible l'harmonique $m = 0$.

N° 6.2.04 — Structures de résonateurs pour des accélérateurs de particules de grande puissance

Resonator structures for high energy linear particle accelerators

PAR

P.D. DUNN et D.J. THOMPSON

Atomic Energy Research Establishment — Harwell (Angleterre)

The following work was carried out in connection with a proton linear accelerator structure in the energy range 150-600 MeV, corresponding to a velocity range of 0.5 c to 0.8 c ; where c is the velocity of light.

It has been shown that post-loaded E_{010} pill-box resonators, operated in π-mode, are satisfactory over this range. (Fig. 1).

It is convenient to couple such cavities together to form tanks which may then be phased and fed as single elements. Such a coupled structure may be represented as a transmission line, length L, propagation constant γ/unit length, open circuited at one end and fed at the other by a generator (Fig. 2).

Le présent travail a été fait en vue d'un accélérateur linéaire à protons ayant des vitesses comprises dans la gamme $v/c = 0{,}5$ à 0,8 (énergie 150-600 MeV). Il a été montré [1] que l'on peut utiliser dans cette gamme des résonateurs « pill-box » (boîtes à pilules) E_{010} chargés par une tige et excités au mode π (fig. 1).

Il convient de coupler ensemble un certain nombre de ces cavités pour former des blocs qui peuvent ensuite être phasés et alimentés comme des éléments uniques. On peut représenter un tel montage couplé comme une ligne de transmission de longueur L, de constante propagation γ par unité de longueur, ouverte à une extrémité et alimentée par un générateur à l'autre (fig. 2).

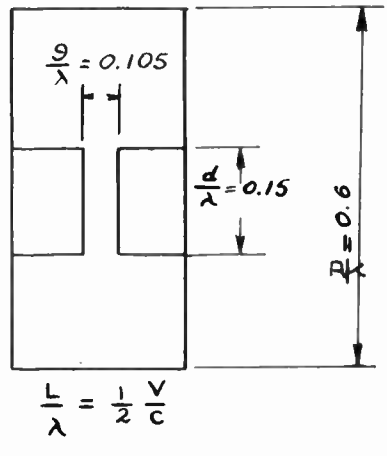


FIG. 1.

On a :

$$\gamma = (\alpha + j\beta)\, l$$

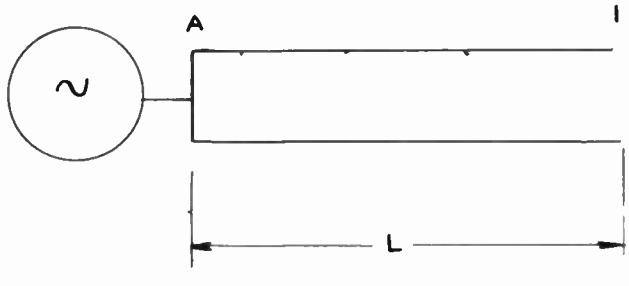


FIG. 2.

where α = attenuation/cavity

β = phase/shift/cavity

l = length of a cavity.

The electric field at the generator end with respect to that at the open circuit end is

où α = atténuation par cavité

β = déplacement de phase par cavité

l = longueur d'une cavité

Le champ électrique à l'extrémité générateur de cette ligne est, par rapport à celui à l'extrémité ouverte :

$$A = |A|\, e^{j\theta} = \cosh \gamma L$$

In order to estimate the sensitivity of this field A to small changes in frequency or temperature we need to know γ as a function of frequency near the operating frequency. It is found that a high degree of coupling reduces the effect of small errors

Pour évaluer la sensibilité de ce champ A àpetits de changements de fréquence ou de température, il faut connaître γ au voisinage de la fréquence de fonctionnement. On trouve qu'un haut degré de couplage réduit l'effet des petites erreurs de fré-

in frequency (or temperature) but in general also lowers the efficiency of a structure so that a compromise between tolerances and efficiency must be sought.

A number of possible coupling methods were considered and will be described below. We will restrict ourselves to coupling mechanisms where the coupling is confined to adjacent cavities. Such couplings can be divided into two classes :

1) Non-Resonant Coupling where the coupling mechanism has a self-resonant frequency far removed from that of the cavity

2) Resonant Coupling where the coupling mechanism is near resonance at the cavity frequency.

NON-RESONANT COUPLING.

A general equivalent circuit is shown in Fig. 3.

quence (ou de température), mais fait baisser aussi en général le rendement de la structure, de sorte qu'il faut chercher un compromis entre les tolérances et le rendement.

Un certain nombre de méthodes de couplage possibles ont été examinées et seront décrites plus loin. Nous nous restreindrons aux systèmes où le couplage a lieu seulement entre deux cavités adjacentes. De tels couplages se divisent en deux catégories :

1) couplage non résonnant, où la résonance propre du système de couplage est très éloignée de celle de la cavité.

2) Couplage résonnant, où la résonance propre du système de couplage est voisin de celle de la cavité.

COUPLAGE NON RÉSONNANT.

Un circuit équivalent général est représenté en fig. 3.

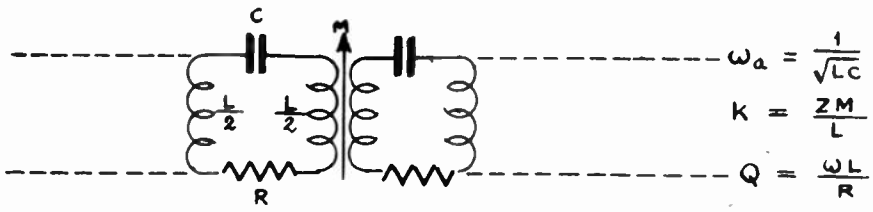


FIG. 3.

The corresponding dispersion characteristics are shown in Fig. 4 for the loss free case.

Les caractéristiques de dispersion de ce circuit pour le cas sans pertes sont indiquées en fig. 4. S'il y a des pertes, les bords

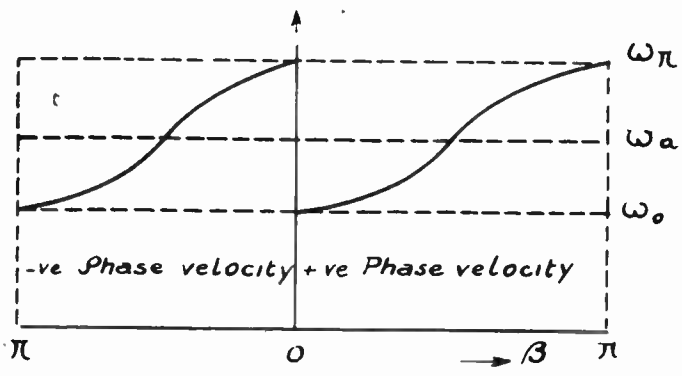


FIG. 4.

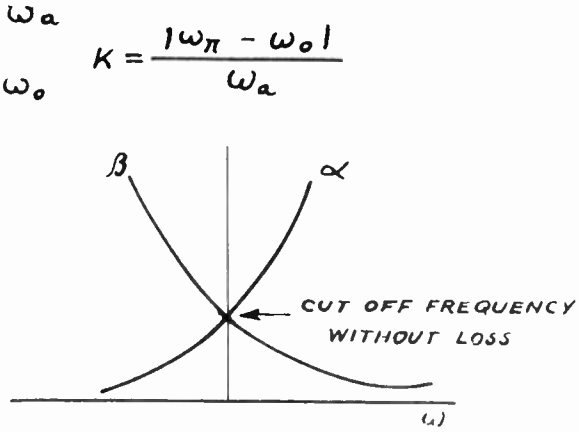


FIG. 5

If loss is present the ends of the pass band are modified as in Fig. 5 and is seen to appreciably affect the dependence of γ on frequency for π-mode operation. This case is discussed in reference 2.

de la bande passante sont modifiés comme en fig. 5. Ces pertes modifient d'une manière appréciable la dépendance de γ avec la fréquence pour le fonctionnement en mode π. Ce cas est discuté en référence [2].

Practical forms of non-resonant coupling are shown in Fig. 6 magnetic coupling is used since the re-entrant cavity geometry is not convenient for electric coupling.

La fig. 6 montre des formes pratiques de couplage non résonnant. On emploie un couplage magnétique parce que la géométrie de la cavité rentrante ne convient pas au couplage électrique.

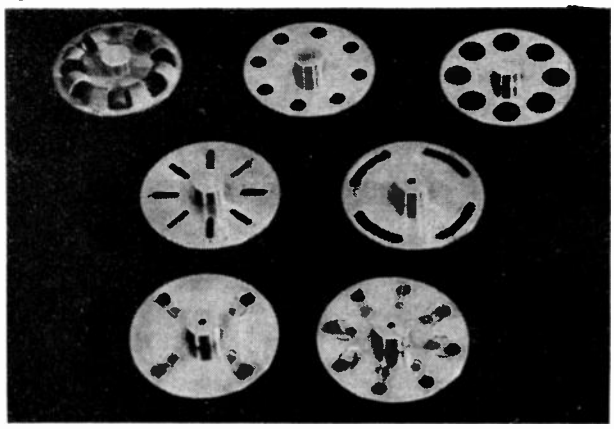


FIG. 6.

The equivalent circuit parameters may be found either by the application of BETHE's theory [3] or by experiment on scaled models [4]. It is shown in reference [4] that it is not possible to obtain sufficiently large coupling for efficient π-mode operation using non-resonant coupling.

On peut trouver les paramètres du circuit équivalent soit par l'application de la théorie de BETHE [3], soit par des expériences faites sur des modèles réduits [4].

On montre dans la référence [4] qu'il n'est pas possible d'obtenir un couplage suffisamment grand pour un fonctionnement efficace en mode π en utilisant un couplage non résonnant.

RESONANT COUPLING [5].

In the general equivalent circuit, Fig. 7, let ω_a represents the cavity self-resonant frequency and ω_c the coupling self-resonant frequency, and define $p = \frac{\omega_c}{\omega_a}$.

COUPLAGE RÉSONNANT [5].

Dans le circuit équivalent général de la fig. 7, soient ω_a la fréquence propre de la cavité, ω_c celle du système de couplage, et $p = \frac{\omega_c}{\omega_a}$.

FIG. 7.

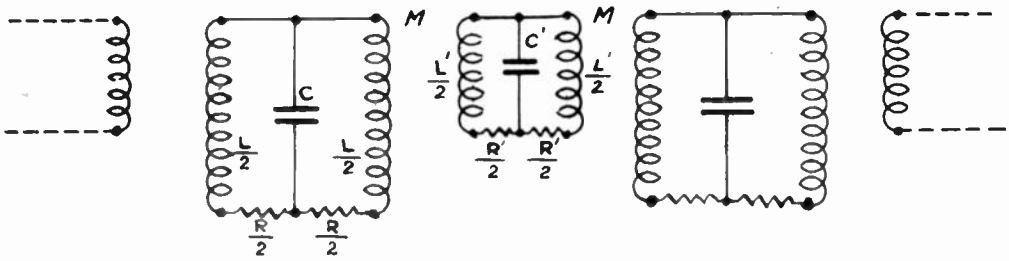


FIG. 8.

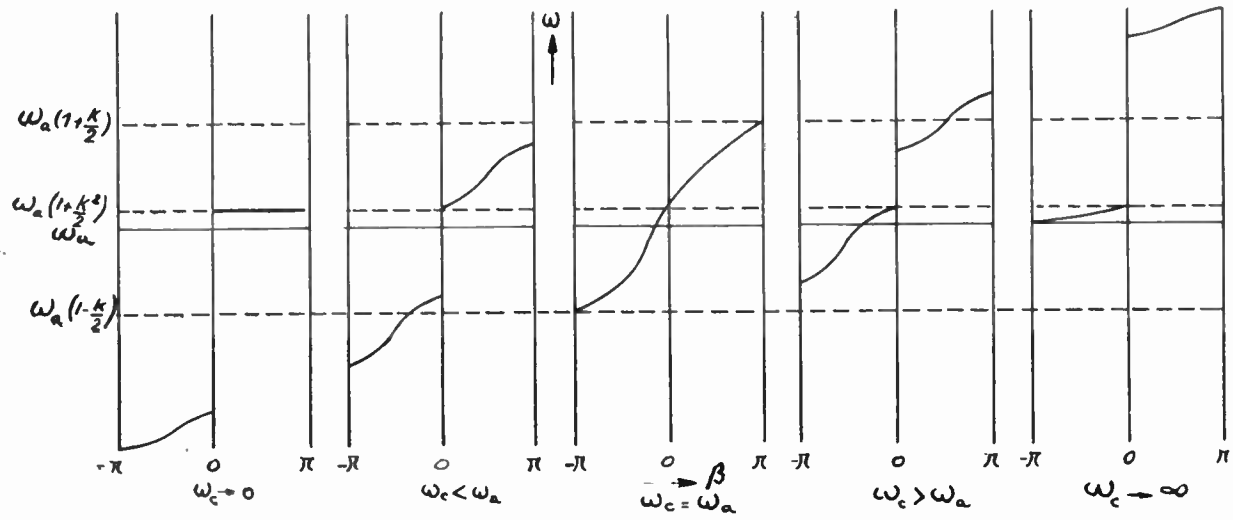


Fig. 8 shows how the loss free dispersion characteristics depend on p. It is seen that at $p = 1$ the cut-off at the operating frequency ω_π disappears and the structure is effectively working in the centre of a pass-band.

If loss is included for the case $p \simeq 1$ then the dispersion characteristics are again modified (Fig. 9). If the Q's of the coupling and cavity were identical, the dispersion characteristics would be symmetrical.

In practice either slots or loops can be made resonant. The reversed loop shown in Fig. 10 *a* is preferred for π-mode operation, since a closed loop introduces a π phase shift into the dispersion characteristics, causing the π-mode to move out to a normal cut-off region and the 0-mode to move in to the desired modified cut-off region. A double loop system, Fig. 10 *b*, is used to remove the asymmetry of a single loop.

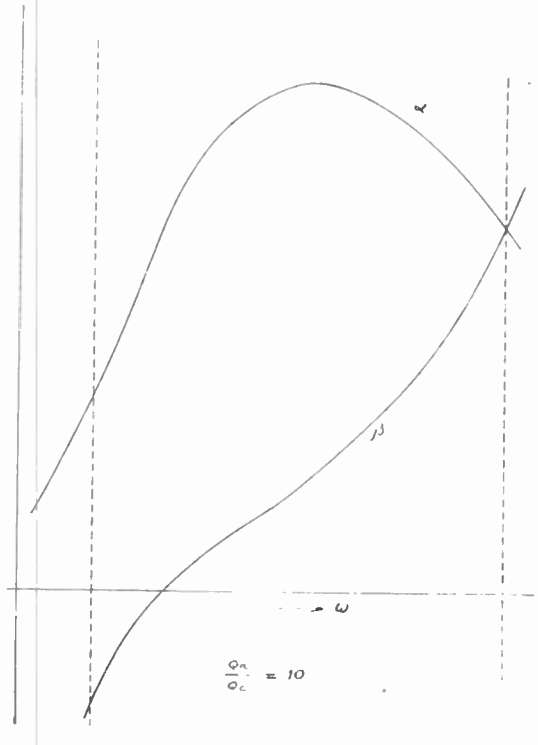


Fig. 9

The equivalent circuit parameters for fig. 7 may readily be found by measurements on a double coupled cavity. Substitution of these parameters into the solution of the mesh equations shows that a resonant loop coupling system is feasible for π-mode operation [5] [6].

Application of Resonant coupling to a linear Accelerator Structure (7).

Resonant coupling by one pair of reversed loops was used on an experimental section of accelerator consisting of ten cavities of the type described in Fig. 1. The cavities were resonant at 405 MHz and formed an end fed tank 2.15 metres long, and were chosen to accelerate protons of velocity 0.65 c (Fig. 11).

La fig. 8 montre comment la caractéristique de dispersion pour le cas sans pertes dépend de p. On voit que pour $p = 1$, le cut-off à la fréquence ω_π disparaît et le montage fonctionne effectivement dans le centre d'une bande passante.

Si on introduit les pertes dans le cas $p \simeq 1$, les caractéristiques de dispersion sont encore modifiées (fig. 9).

Si les coefficients Q de la cavité et du couplage étaient identiques, les caractéristiques de dispersion seraient symétriques

En pratique, on peut rendre résonnantes aussi bien des boucles que des fentes. La boucle inversée de la figure 10 *a* est préférable pour le fonctionnement en mode π, car une boucle fermée introduit un changement de phase de π dans la courbe de dispersion, ce qui fait que le mode π sort d'une région de cut-off normale et le mode 0 pénètre dans la région désirée de cut-off modifié.

Un système à deux boucles (figure 10 *b*) est utilisé pour enlever l'asymétrie d'une boucle unique.

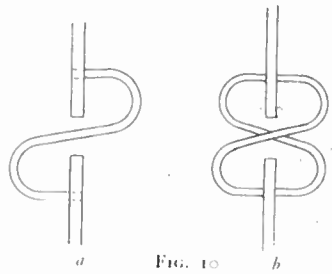


Fig. 10

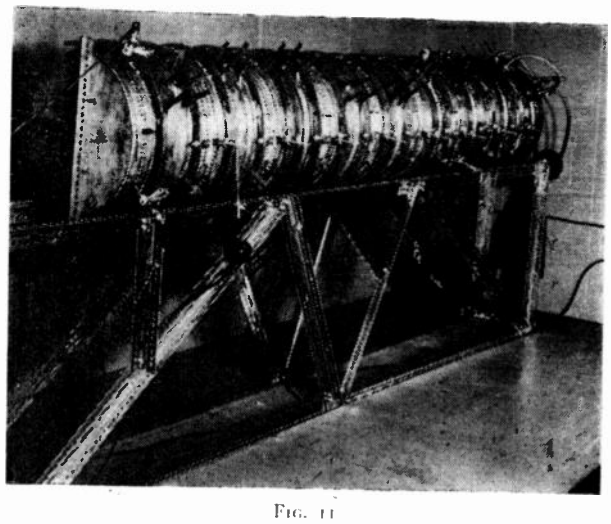


Fig. 11

Les paramètres du circuit équivalent de la fig. 7 se trouvent facilement par des mesures sur une cavité double couplée. Si l'on substitue ces paramètres dans la solution des équations du circuit, on trouve qu'un système de couplage à boucle résonnante est possible pour le fonctionnement en mode π [5] [6].

Application du couplage résonnant à une structure d'accélérateur linéaire.

Un couplage résonnant par paires de boucles inversées fut utilisé sur une section expérimentale d'accélérateur composée de dix cavités du type de la fig. 1.

Les cavités résonnaient à 405 MHz et formaient un bloc de 2,15 m de long à un bout. Elles avaient été prévues pour accélérer des protons ayant une vitesse de 0,65 c (fig. 11).

The resonant frequency of the loops was about 3 % lower than that of the cavities, i.e. $p = 0.97$ (Fig. 12).

The results were as follows :

Q uncoupled = 22,300
Q coupled = 17,800

Shunt Impedance uncoupled = 28.5 MΩ/m
Shunt Impedance coupled = 22.5 MΩ/m.

This latter value of shunt impedance, taken together with factors due to transit time and stable phase angle, corresponds to a total peak power consumption of about 90 MW for the 150-600 MeV section ; assuming a mean accelerating rate of 2.3 MeV/metre.

It was found possible to set up the tank to give an axial field uniformity of better than 1 % without difficulty. The inherent phase error due to finite loss was $1 \frac{1^0}{2} \pm \frac{3^0}{4}$.

A uniform temperature change of 5° C caused a change in $|A|$ of $2 \frac{1}{2}$ % and a change in Ø of less than $\pm$ 3/4° (the error of measurement).

The above results were in good agreement with the behaviour predicted by the equivalent circuit solution. It was estimated that the error in $|A|$ due to a 5°C uniform temperature change in a centre fed 6 m tank would be about 1 % if $p = 0.99$.

The authors wish to acknowledge the assistance of W. Boyd, who was responsible for the design of the 400 MHz test gear.

BIBLIOGRAPHIE — REFERENCES

[1] « Shunt Impedance Calculations for Proton Linear Accelerators » Parts I and II. W. Walkinshaw, C. S. Sabel, S. Outram. *A. E. R. E. Report* N° T/M 104 and T/M 105.

[2] « Some Notes on Coupled Pill Box Resonators, operating in the π mode ». J. H. Adlam and P. D. Dunn. *A. E. R. E. Report* N° GP/R 1539.

[3] « Diffraction by Small Holes ». H. A. Bethe, *Phys. Rev.* July 1944.

[4] « Non-Resonant Coupling of Resonant Cavities ». P. D. Dunn, R. J. B. Hadden, D. J. Thompson. *A. E. R. E. Report* N° GP/R 1962.

[5] « Coupling of Resonant Cavities by Resonant Coupling ». P. D. Dunn, C. S. Sabel, D. J. Thompson. *A. E. R. E. Report* N° GP/R 1966.

[6] A design for a structure for acceleration of protons from 150 to 600 MeV. P. D. Dunn, D. J. Thompson. *A. E. R. E. Report* N° GP/R 2000 U/C.

[7] Construction and Behaviour of a structure suitable for accelerating protons from 150 to 600 MeV. D. J. Thompson. *A. E. R. E. Report* N° GP/R 2001 U/C.

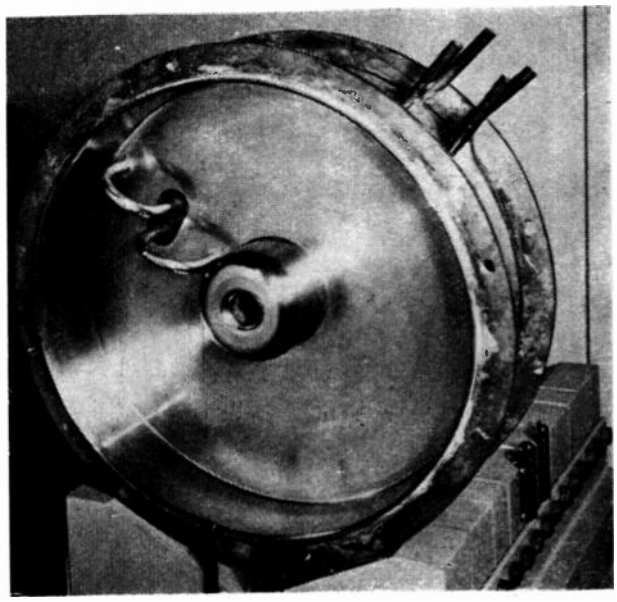


Fig. 12

La fréquence de résonance des boucles était à peu près à 3 % au-dessous de celle des cavités, c'est-à-dire $p = 0,97$ (Fig. 12).

Les résultats suivants furent obtenus :

Q sans couplage = 22.300
Q avec couplage = 17.800

L'impédance shunt sans couplage = 28,5 M Ω/m
L'impédance shunt avec couplage = 22,5 M Ω/m

Cette dernière valeur d'impédance shunt, compte tenu de facteurs dus au temps de transit et à l'angle de phase stable, correspond à une consommation de puissance de crête totale d'environ 90 MW pour la section 150-600 MeV ; ceci suppose un taux moyen d'accélération de 2,3 MeV/mètre.

On a trouvé qu'il était possible d'établir le bloc pour obtenir sans difficulté un champ axial uniforme de mieux que 1 %. L'erreur de phase inhérente due aux pertes finies était $1,5^0 \pm 3/4^0$.

Un changement uniforme de température de 5°C produit un changement de $|A|$ de 2,5 %, et un changement de Ø de moins que 3/4° (l'erreur de mesure).

Ces résultats sont en bon accord avec le comportement prévu par la solution du circuit équivalent.

On a estimé que l'erreur sur A due à un changement uniforme de température de 5°C dans un bloc alimenté au centre, serait environ 1 % si $p = 0,99$.

Les auteurs désirent remercier M. W. Boyd de son assistance pour la réalisation du projet du dispositif d'essais à 400 MHz.

N° 7.02 — Effet Cherenkow en hyperfréquences

Cherenkow effect at microwave frequencies

PAR

J. G. LINHART

British Thomson-Houston Co., Ltd., Rugby (Angleterre)

The thesis of this paper is to show that at microwave frequencies Cherenkow effect can be appropriately described as the excitation of surface waves on dielectric wave guides. A tube is described, designed to operate in manner a similar to travelling-wave oscillators and using a hollow dielectric tube as a slow-wave structure.

In the broadest sense, Cherenkov radiation is electromagnetic radiation from charges in rectilinear and almost uniform motion.

It is easy to show that in *free* space a uniformly moving charge cannot radiate spontaneously.

This is the result of both the conservation of energy and the conservation of momentum conditions. The relativistic energy w of a particle of rest mass m is given by

$$w = \sqrt{m^2 c^4 + c^2 p^2} \qquad (1)$$

Any decrease in the energy w is accompanied by a decrease in the momentum p according to

$$2 w \, d w = 2 c^2 p . dp$$

or

$$dw = \frac{pc^2}{\sqrt{m^2c^4 + c^2p^2}} . dp.$$

From this it is obvious that for $m \neq 0$

$$dw < c . dp \qquad (2)$$

However, if a photon is emitted whose energy is dw' and momentum is dp' then

$$dw' = c . dp' \qquad (3)$$

Thus if energy of the system is to be conserved i.e.,

$$dw = dw'$$

Le but de cet article est de montrer que l'effet Cherenkov aux hyperfréquences peut être convenablement dépeint comme une excitation d'ondes de surface sur des guides d'ondes diélectriques. Un tube est décrit, qui est prévu pour fonctionner d'une manière semblable à celle des oscillateurs à propagation d'ondes, et utilisant un tube diélectrique creux comme structure à retard.

Au sens le plus large, la radiation Cherenkov est une radiation électromagnétique provenant de charges en mouvement rectiligne et presque uniforme.

Il est facile de montrer que dans un espace *libre* une charge se déplaçant uniformément ne peut pas rayonner spontanément.

Cela résulte à la fois des conditions de conservation de l'énergie et de conservation de la quantité de mouvement. L'énergie relativiste w d'une particule de masse au repos m est donnée par

Toute diminution de l'énergie w est accompagnée d'une diminution de la quantité de mouvement p selon

ou

De cela il est évident que, pour $m \neq 0$,

Cependant, si un photon est émis ayant l'énergie dw' et la quantité de mouvement dp', alors

c'est ainsi que, s'il doit y avoir conservation de l'énergie du système, c'est-à-dire si

then

alors

$$dp < dp',$$

the momentum is not conserved. Thus such a spontaneous emission of radiation as depicted in Fig. 1 is forbidden since it would leave the charged particle with larger momentum than is consistent with the equation 1.

However, if this excess momentum

La quantité de mouvement n'est pas conservée. Ainsi une telle émission spontanée de radiation, comme elle est dépeinte en Fig. 1, est interdite puisqu'elle laisserait la particule chargée avec une quantité de mouvement plus élevée que celle qui est compatible avec l'équation 1.

Cependant si cette quantité de mouvement

$$(dp - dp')$$

could be transferred to another particle M, the emission of a photon with the energy dw' and momentum dp' becomes possible (Fig. 2).

peut être transférée à une autre particule M, l'émission d'un photon avec l'énergie dw' et la quantité de mouvement dp' devient possible (Fig. 2).

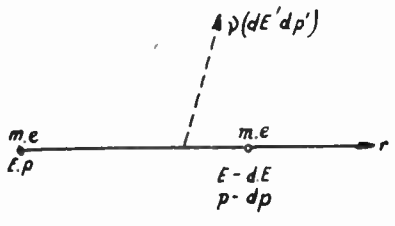


Fig. 1

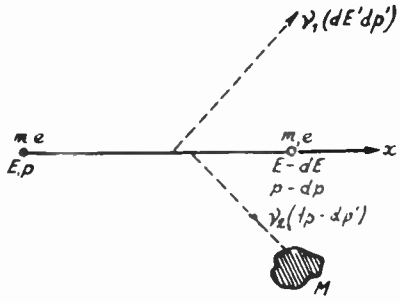


Fig. 2

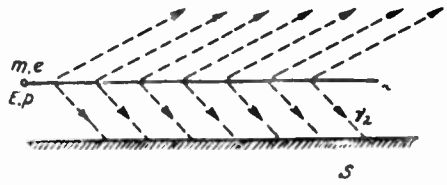


Fig. 3

It is obvious that the radiation process, represented in Fig. 2, varies in intensity as the particle m passes M.

In order to obtain a constant drain on the excess momentum $(dp - dp')$ it is necessary to provide a system M uniform in the direction parallel to the trajectory of the particle m. Thus the particle interaction model requires us to employ a system shown in Fig. 3.

This is a convenient moment for showing that an argument based on the wave theory of electromagnetic radiation requires very much the same thing.

Here the radiation output is given by

Il est évident que le processus de radiation représenté dans la Fig. 2, varie en intensité pendant que la particule m passe devant M.

Pour obtenir un écoulement constant de l'excédent de quantité de mouvement $(dp - dp')$ il est nécessaire de pourvoir un système M qui soit uniforme dans la direction parallèle à la trajectoire de la particule m. Ainsi le modèle d'interaction des particules nous impose d'employer le système montré en Fig. 3.

C'est le moment de montrer qu'un raisonnement basé sur la théorie ondulatoire du rayonnement électromagnétique demande à peu près la même chose.

Ici l'énergie rayonnante est donnée par

$$du' \quad e.E(x, t).dx$$

where $E(x, t)$ represents the radiation field. This may be taken to be a plane wave

où $E(x, t)$ représente le champ du rayonnement. Celui-ci peut être pris comme une onde plane

$$E(x, t) = E_0 . e^{i(\omega t - kx)}$$

Now it is evident that

Maintenant il est évident que

$$\frac{dw'}{dt} = \text{const.}$$

only if

si seulement

$$k \quad \frac{\nu}{v_e}$$

$$\left(\text{where } v_e = \frac{dx}{dt}\right) \qquad \left(\text{où } v_e \quad \frac{dx}{dt}\right)$$

and

i.e. the phase velocity $v_p = \frac{\nu}{k}$ of the wave E must be equal to the velocity v_e of the charged particles and the wave amplitude E_0 must be constant.

This is obviously impossible in free space

where

$$v_e < c \qquad (4)$$

and

$$v_r = c \qquad (5)$$

Here equations (4) and (5) are equivalent to (2) and (3).

Thus it is necessary to slow the wave E down to v_e which again may be achieved by a structure such as shown in Fig. 3. As E_0 = const., the structure must be again uniform in the direction parallel to the trajectory of the particle m, e.

Thus it is clear that the momentum drain structure is equivalent in its function to a slow wave structure so well known to a microwave physicist and engineer. Consequently, Cherenkov effect is in principle very similar to the radiation process in a travelling wave tube, except that the slow wave structure is not a periodic structure such as a helix, but it a is homogeneous dielectric.

Any slow-wave structure slows down electromagnetic waves of different frequencies to a different extent. This dispersion in velocities is connected usually with the periodicity of the structure (Fig. 4). A dielectric will show the same type of dispersion, but the periodicity effects will set in at wavelengths generally in the visible or ultraviolet part of the spectrum.

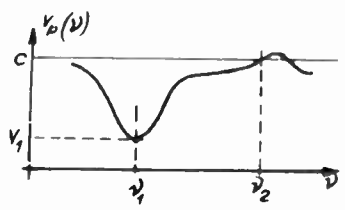


FIG. 4

The subject of Cherenkov radiation is generally introduced by the following consideration. A charged particle is shot into a dielectric medium of permittivity ε.

If the charge moves with velocity

$$v_e < \frac{c}{\sqrt{\varepsilon}}$$

then the distribution of surfaces of retarded potentials will be as shown in Fig. 5.

et

$$E_0 = \text{const.}$$

c'est-à-dire que la vitesse de phase $v_r = \frac{\nu}{k}$ de l'onde E doit être égale à la vitesse des particules chargées et l'amplitude de l'onde E_0 doit être constante.

Ceci est évidemment impossible en espace libre

où

et

Ici les équations (4) et (5) sont équivalentes à (2) et (3).

Ainsi il est nécessaire de ralentir l'onde E au-dessous de v_e ce qui peut être encore obtenu par une structure telle que celle montrée en Fig. 3. Comme E_0 = constante, la structure doit encore être uniforme dans la direction parallèle à la trajectoire de la particule m, e.

Il est donc clair que la structure permettant l'écoulement de la quantité de mouvement est équivalente, dans sa fonction, à une structure ralentissant les ondes, structure bien connue des physiciens et des ingénieurs en hyperfréquence. En conséquence, l'effet Cherenkov est, en principe, très semblable au processus de rayonnement dans un tube à propagation d'ondes, à part que la structure à l'onde lente n'est pas une structure périodique comme une hélice, mais est un diélectrique homogène.

Toute structure à onde lente ralentit les ondes électromagnétiques de différentes fréquences à un taux différent. Cette dispersion dans les vitesses est liée habituellement avec la périodicité de la structure (Fig. 4). Un diélectrique présentera le même type

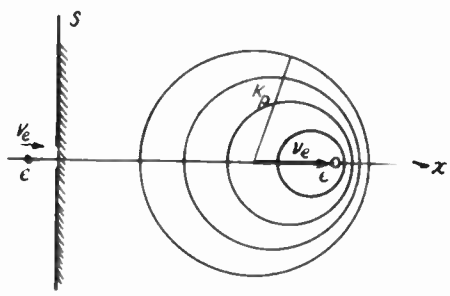


FIG. 5

de dispersion, mais les effets de périodicité se situeront à des longueurs d'ondes le plus souvent de la partie visible ou ultraviolette du spectre.

Le rayonnement Cherenkov est généralement présenté de la manière suivante. Une particule chargée est envoyée à l'intérieur d'un milieu de constante diélectrique ε.

Si la charge se déplace avec la vitesse

alors la distribution des surfaces des potentiels retardés sera comme il est montré en Fig. 5.

However, if

Cependant si

$$v_e > \frac{c}{\sqrt{\varepsilon}}$$

the system of spherical surfaces forms a conical envelope P (Fig. 6). The surface P is known as the Cherenkov cone. The vertex angle ψ is given by

le système de surfaces sphériques présente une enveloppe conique P (Fig. 6). La surface P est connue sous le nom de cône Cherenkov. L'angle du sommet est donné par

$$v = W.$$

$$\sin \psi = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}} \qquad (6)$$

A qualitative insight into this type of Cherenkov radiation is obained as follows. A detector A placed near the trajectory of m, e records a sudden electric impulse $E(t)$ as shown in Fig. 7.

Un aperçu qualitatif de ce type de radiation Cherenkov est obtenu comme suit. Un détecteur A placé au voisinage de la trajectoire de m, e reçoit une impulsion électrique soudaine $E(t)$ comme il est montré dans la figure 7. Comme $E(t)$ présente

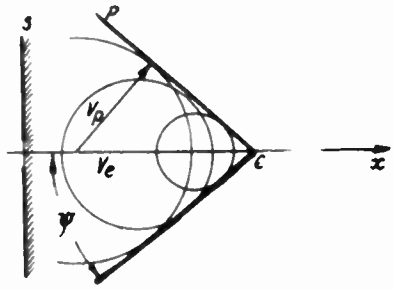


Fig. 6

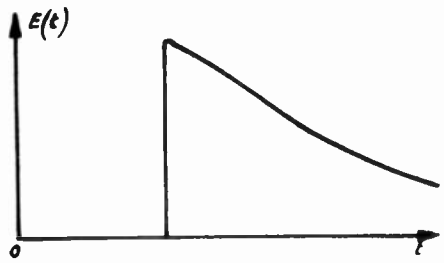


Fig. 7

As there is a step in $E(t)$, it is clear that the Fourier spectrum of $E(t)$ will contain components whose frequency

un saut, il est clair que le spectre de Fourier de $E(t)$ contiendra des composants dont la fréquence

$$\nu \to \infty.$$

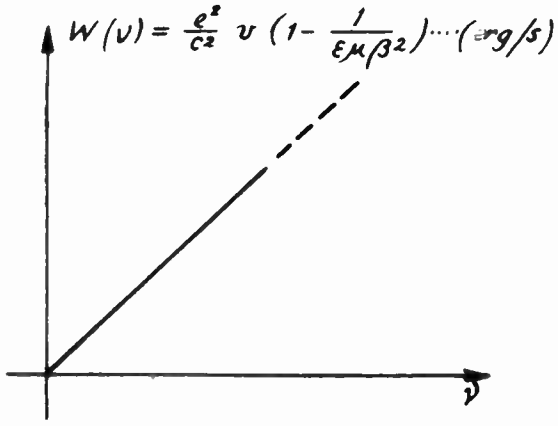


Fig. 8

A rigorous analysis, based on the particle-wave interaction, gives the following formula for the energy-frequency spectrum (Fig. 8).

Une analyse rigoureuse, basée sur l'interaction onde-particule, conduit à la formule suivante pour le spectre énergie-fréquence (Fig. 8)

$$W(\nu) = \frac{e^2}{c^2} V_e \cdot \nu \cdot \left(1 - \frac{1}{\varepsilon\beta^2}\right) \text{(ergs/s)} \qquad (7)$$

This formula suggests an infinite output at

Cette formule suggère une énergie de sortie infinie à

$$\nu = \infty.$$

In the pre-quantum physics, this type of divergence was known as the ultraviolet catastrophe. In our case, the divergence is caused by our assumption of an ideally homogeneous dielectric. This is of course not true and thus there are always the effects of periodicity setting in at a wavelength λ comparable with the inter-molecular spacing X_0 (Fig. 9).

Dans la physique pré-quantique, ce type de divergence était connu sous le nom de « catastrophe ultraviolette ». Dans notre cas, la divergence est causée par notre hypothèse d'un diélectrique homogène idéal. En fait elle n'est pas correcte, car il y a toujours des effets de périodicité commençant à une longueur d'onde λ comparable à l'espace intermoléculaire X_0 (Fig. 9).

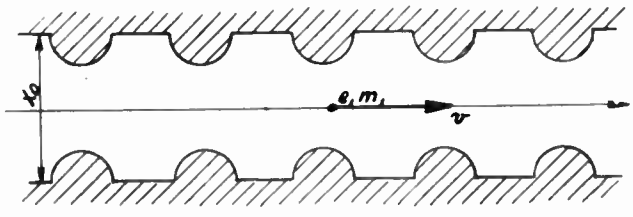


FIG. 9

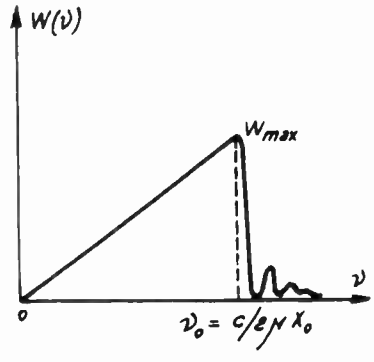


FIG. 10

As a result of this the true frequency spectrum has a form shown in Fig. 10.

Even for gases

Il en résulte que le véritable spectre de fréquence a la forme montrée sur la figure 10.

Ainsi pour les gaz

$$\lambda \sim \varepsilon X_0$$

$$\lambda \sim 0\,(10^{-6})\ \text{cm}$$

and thus the maximum power output lies in the visible part of the spectrum. For denser materials it occurs in the ultraviolet and soft X-ray band.

The mechanism of Cherenkov radiation is substantially preserved when the charge e moves parallel to a dielectric boundary. The waves with which the charge may interact belong to the totally reflected waves. These penetrate outside the dielectric boundary but their amplitude drops rapidly with z as (Fig. 11).

et la puissance maximum se situe dans la partie visible du spectre. Pour des substances plus denses elle apparaît dans l'ultraviolet et la région des rayons X mous.

Le mécanisme du rayonnement Cherenkov se conserve substantiellement lorsque la charge e se déplace parallèlement à une frontière diélectrique. Les ondes avec lesquelles la charge peui interagir, font partie des ondes réfléchies totalement. Celles-ct pénètrent hors de la limite diélectrique, mais leur amplitude tombe rapidement avec z comme (Fig. 11).

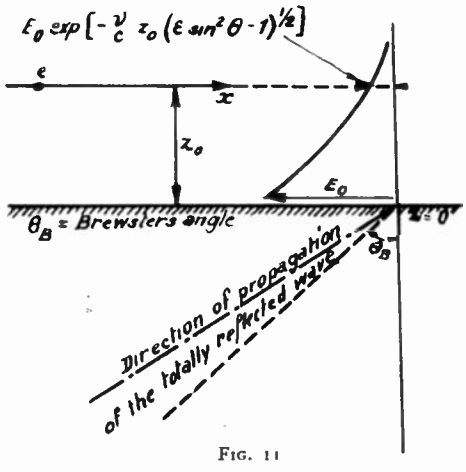


FIG. 11

$$E(z) = E_0 \cdot e^{\frac{\nu}{c}\sqrt{\varepsilon \sin^2 \theta - 1}\cdot z} \qquad (8)$$

Summing up the energy contribution from all these excited waves one gets

$$W(\nu) = 2\frac{e^2}{c^2}\cdot v_e \cdot \nu\left(1-\frac{1}{\varepsilon\beta^2}\right)\cdot \exp\left[-2\frac{\nu z_0}{c}\sqrt{\varepsilon}\right] \text{ (ergs/s)} \quad (9)$$

provided $1-\frac{1}{\varepsilon\beta^2} \ll 1$ and $\varepsilon \gg 1$. (Fig. 12).

The maximum in $W(\nu)$ occurs for a wavelength

En sommant la contribution en énergie de toutes ces ondes excitées on obtient

pourvu que $1-\frac{1}{\varepsilon\beta^2} \ll 1$ et $\varepsilon \gg 1$. (Fig. 12).

Le maximum de $w(\nu)$ a lieu pour une longueur d'onde

$$\lambda_m \quad 4\pi z_0 \sqrt{\varepsilon} \qquad (10)$$

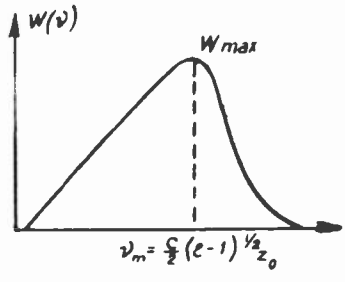


FIG. 12

Thus by the way of an example for $\lambda_m = 1.5$ mm and $\varepsilon = 100$ we have $z_0 \sim 0.001$ cm.

The form of the energy frequency spectrum in this case gives us also a good idea about the form of the frequency spectrum curve for the Cherenkov effect inside a dielectric discussed earlier, especially about that form in the vicinity of

Ainsi à titre d'exemple pour $\lambda_m = 1{,}5$ mm et $\varepsilon = 100$ on a $z_0 = 0{,}001$ cm.

La forme du spectre énergie-fréquence dans ce cas nous donne aussi une bonne idée de la forme de la courbe du spectre de fréquence pour l'effet Cherenkov à l'intérieur d'un diélectrique discuté précédemment, spécialement de la forme dans le voisinage de

$$\lambda = \varepsilon X_0$$

because there the physical situation is very similar to that where the charge e moves between two parallel dielectric boundaries (fig. 9).

If one desired to excite effectively the surface waves on a piece of dielectric and yet to keep the exciting charges outside the dielectric, one would choose a cylindrical channel through a dielectric medium rather than a plane boundary. This geometrical arrangement has been also analysed and it is found that the field decayes at a slower rate than

parce que là, la situation physique est très semblable à celle où la charge e se déplace entre deux frontières diélectriques parallèles (Fig. 9).

Si on désire exciter effectivement les ondes de surface sur une pièce diélectrique tout en ayant les charges excitatrices à l'extérieur du diélectrique, il y a lieu de choisir un canal cylindrique à travers le milieu diélectrique plutôt qu'une frontière plane. Cet arrangement géométrique a également été analysé et on trouve que le champ décroit plus lentement, comme

$$\exp\left(-\frac{4\pi Z_0}{\lambda}\sqrt{\varepsilon}\right)$$

and thus the surface waves are easier to excite than a wave of the same wavelength in the plane geometry.

It is because of this better coupling factor that we eventually decided to work with cylindrical dielectric tubes.

The use of a dielectric as a slow-wave structure in microwave devices has certain disadvantages. We shall mention two of these

(1) The dielectric may get charged up by uncollected surface charges.

(2) The interaction field is generally feeble.

One cannot do much about (1), except to try to keep the electron beam off the dielectric surfaces and operate the tube at a reasonably high r.f. field.

et ainsi les ondes de surface sont plus faciles à exciter qu'une onde de même longueur mais à géométrie plane.

C'est à cause de ce meilleur facteur de couplage que nous avons décidé en définitif de travailler avec des tubes diélectriques cylindriques.

L'usage d'un diélectrique comme structure à onde lente dans les systèmes hyperfréquences a certains inconvénients. Nous en mentionnerons deux :

(1) Le diélectrique peut se charger de charges superficielles éparses.

(2) Le champ d'interaction est généralement faible.

On ne peut pas faire grand chose relativement à (1), si ce n'est d'essayer de maintenir le faisceau d'électrons éloigné des surfaces diélectriques et de faire fonctionner le tube à un champ radiofréquence raisonnablement élevé.

One can, however, increase the interaction field by operating the device as an oscillator, i.e. making the dielectric slow-wave structure a part of an r.f. resonator. This is very easy to do by placing the dielectric tube between two metal discs and dielectric

On peut, par contre, augmenter le champ d'interaction en faisant fonctionner le système en oscillateur, c'est-à-dire en prenant la structure à retard diélectrique comme élément de résonateur. C'est très facile à faire en plaçant le tube diélec-

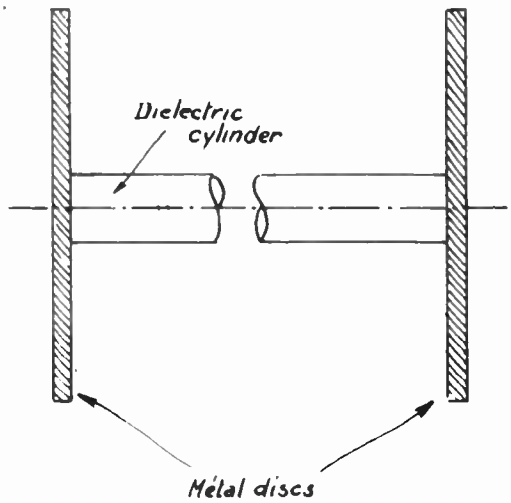


FIG. 13

resonators of this type have been studied before (Fig. 13). The equation governing the propagation of E_{01} mode on a solid dielectric cylinder is

trique entre deux disques de métal, et des résonateurs de ce type ont déjà été étudiés (Fig. 13). L'équation gouvernant la propagation du mode E_{01} sur un cylindre diélectrique plein, est

$$\zeta \frac{K_0(\zeta)}{K_1(\zeta)} = -\frac{\gamma_i}{\varepsilon} \frac{J_0(\gamma_i)}{J_1(\gamma_i)} \qquad (11)$$

where

où

$$\zeta^2 = a^2 \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \right] \qquad (12)$$

$$\gamma_i^2 = a^2 \left[\varepsilon \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)^2 \right] \qquad (13)$$

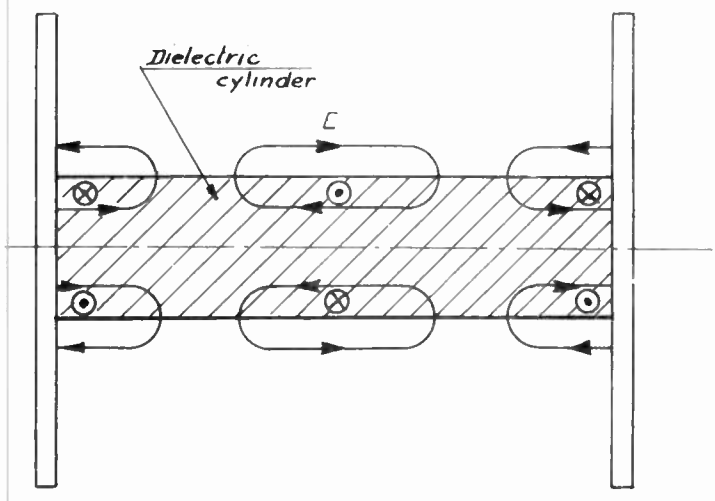


FIG. 14

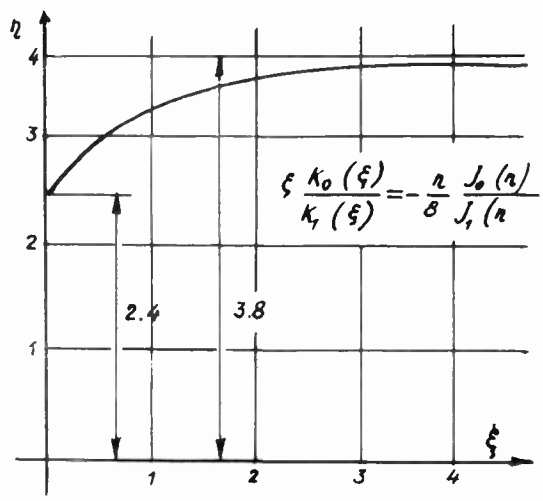


FIG. 15

and a is the radius of the dielectric cylinder. The field structure of this mode may be seen in Fig. 14. The curve L that represents (11) may be plotted in the ζ, γ_i coordinate system (fig. 15). Any couple ζ, γ_i corresponding to a point on the curve L determines λ and λg of a possible E_{01} mode. This may be seen by eliminating

et a est le rayon du cylindre diélectrique. La structure du champ de ce mode est montrée en Fig. 14. La courbe L qui représente (11) peut être tracée dans le système de coordonnées ζ, η (Fig. 15). Tout couple ζ, γ_i correspondant à un point sur la courbe L détermine le λ et le λ_g d'un mode E_{01} possible. Cela peut se

either λ or λg from equation (12) and (13). Thus eliminating λg we get

$$\zeta^2 + \eta^2 = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 a^2 \sqrt{\varepsilon - 1} \qquad (14)$$

which is a locus of modes whose wavelength is λ.

Similarly eliminating λ one has

$$\varepsilon \zeta^2 + \eta^2 = \left(\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)^2 a^2 \sqrt{\varepsilon - 1} \qquad (15)$$

which is a locus of modes whose guide wavelength is λg (Fig. 16).

It will now be appreciated that the choice of the radius a of the dielectric cylinder specifies the spectrum for which the cylinder slows down the E wave nearly as efficiently as an infinite dielectric medium. It is, in fact, possible to plot the relationship

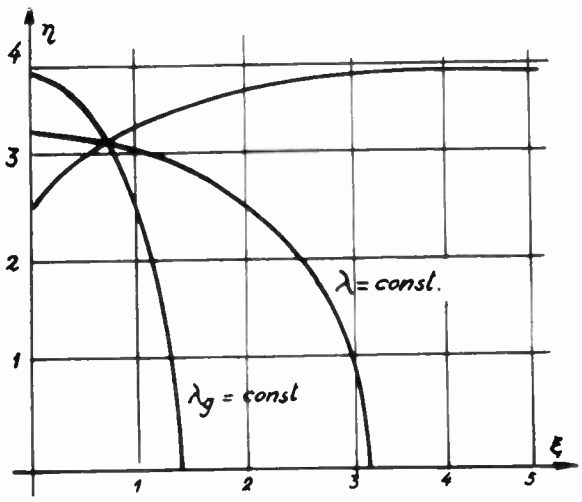


FIG. 00

between λ and λg, or between λ and $\beta = \frac{\lambda g}{\lambda}$. A more conventional diagram is obtained by plotting $\beta = \frac{\lambda g}{\lambda}$ against the mode number $n = \frac{2e}{\lambda g}$ (where e is the length of the dielectric cylinder). This is shown in Fig. 17. Having got a suitable dielectric reasonator we have to specify in what manner the electron beam should excite the resonator, i. e. in our case one must specify the radius ρ of the channel through the dielectric cylinder. The guiding principle here is that

Another problem is connected with the starting current of such a dielectric oscillator. This may be calculated by using analysis developed for travelling wave tube. However, in case of an oscillator of reasonably high Q, of the two differential equations for the r. f. field E and the r. f. current J one may consider only that for J as the distribution of E is completely determined by the properties of the dielectric resonator and

voir en éliminant soit λ, soit λ_g, des équations (12) et (13). Ainsi en éliminant λ_g on obtient

qui est un lieu géométrique des modes dont la longueur d'ondes. est λ. De même en éliminant λ on a :

qui est un lieu des modes dont la longueur d'onde guide est λ_g (Fig. 16).

On se rendra compte maintenant que le choix du rayon a du cylindre diélectrique détermine le spectre pour lequel le cylindre ralentit l'onde E presque aussi efficacement qu'un milieu diélectrique infini. Il est en effet possible de tracer la relation

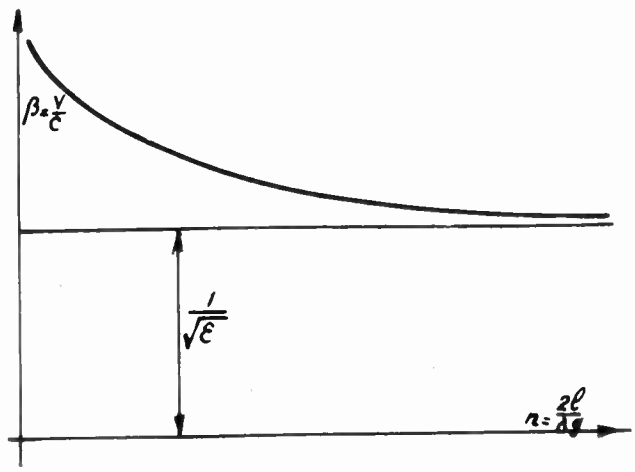


FIG. 00

entre λ et λ_g, ou entre λ et $\beta = \frac{\lambda_g}{\lambda}$. On obtient un diagramme plus conventionnel en traçant $\beta = \frac{\lambda_g}{\lambda}$ en fonction du numéro de mode $n = \frac{2\,l}{\lambda_g}$ (où l est la longueur du cylindre diélectrique). C'est ce qui est fait en figure 17.

Ayant obtenu un résonateur approprié, nous devons déterminer de quelle manière le faisceau d'électrons peut exciter le résonateur, c'est-à-dire, dans notre cas, on doit déterminer le rayon ρ du canal à travers le cylindre diélectrique. Le principe directeur est ici que

$$\rho < \frac{\lambda_g}{2} \qquad (16)$$

Un autre problème est lié au courant d'accrochage d'un tel oscillateur diélectrique. Celui-ci peut être calculé en utilisant l'analyse développée pour le tube à propagation d'ondes. Cependant, dans le cas d'un oscillateur de surtension Q raisonnablement élevée, des deux équations différentielles pour le champ alternatif E et pour le courant alternatif J on peut ne considérer que celle pour J, étant donné que la distribution de E est complètement déterminée par les propriétés du résonateur diélectrique

not by the distribution of the current sources J. The equation for J is

et non par la distribution des sources de courant J. L'équation pour J est

$$\frac{d^2J}{dz^2} - 2jk_0\frac{dJ}{dt} + k_0^2 J = \frac{V_0}{J_0} E_0 . e^{jkz} \qquad (17)$$

its solution is

dont la solution est

$$J \quad \left(\frac{E_0}{V_0}\right) J_0 . z^2 . e^{ik_0 z} \qquad (18)$$

The power output is

La puissance de sortie est

$$W \quad \frac{1}{2}\int_0^l E^* J \, dz$$

$$W = \alpha \frac{E^2}{V_0} J_0 . l^3 \left(\alpha - 0.074 \frac{\omega}{u_0}\right) \qquad (19)$$

The losses from the tube are*

Les pertes du tube sont (*)

$$W' \simeq \pi \varepsilon E^2 B^{-2} l (r_2^2 - r_1^2) \frac{\omega}{Q} \qquad (20)$$

From which the starting current is

On en déduit le courant d'accrochage

$$J_{start} \simeq 10^{-5} \varepsilon \frac{V_0^{3/2}}{B^2 Q} \frac{r_2^2}{l^2} (A, V) \qquad (21)$$

Based on these calculations we have designed two tubes.

Sur la base de ces calculs, nous avons fait le projet de deux tubes.

The first one uses an ordinary steatite ceramic whose permittivity is

Le premier utilise une stéatite ordinaire de constante diélectrique

$$\varepsilon = 9.$$

It requires an electron gun-voltage between 40 and 50 kV ; at this voltage, the electron beam should be capable of exciting radiation in the Q-band. The starting current was calculated to be $J_{start} = 160$ mA.

Il nécessite une tension de canon à électrons entre 40 et 50 kV ; à cette tension le faisceau d'électrons serait capable d'exciter un rayonnement dans la bande Q. Le courant d'accrochage fut calculé comme devant être $J_{start} = 160$ mA.

The second tube uses a TiO_2 ceramic whose permittivity is

Le second tube utilise une céramique à TiO_2 dont la constante diélectrique est

$$\varepsilon = 90.$$

This one requires electron gun voltages of about 5 to 6 kV and the r. f. frequency should be predominantly in the X-band.

Celui-ci nécessite une tension de canon d'environ 5 à 6 kV et la fréquence serait située d'une manière prédominante dans la bande X.

The general features of construction of these tubes may be seen in Fig. 18.

Les caractères généraux de la construction de ces tubes peuvent être vus en Fig. 18.

So far it would appear that the dielectric slow-wave structure offers no advantage over the conventional helical or digital structures. This is not so.

Jusqu'ici il semblerait que la structure à onde lente diélectrique n'offre aucun avantage sur les structures conventionnelles en hélices ou à doigts. Il n'en est rien.

There are two possible advantages of dielectric resonators.

Il y a deux avantages possibles des résonateurs diélectriques.

The first is that at mm-wavelengths it should not be difficult to make a hollow dielectric cylinder, whereas the difficulties encountered in winding a helix uniformly are considerable. Also one may use the dielectric for higher voltages than a helix.

Le premier est qu'à des longueurs d'ondes millimétriques il ne serait pas difficile de faire un cylindre creux diélectrique, alors que les difficultés rencontrées pour bobiner une hélice uniformément sont considérables. De plus on peut utiliser le diélectrique à des tensions plus élevées qu'une hélice.

The second advantage may lie in a possibility of direct conversion of energy from a D. C. field into the r. f. field. This is due to the fact that it is possible to apply a uniform D. C. electric

Le second avantage consiste éventuellement en la possibilité de conversion directe d'énergie d'un champ continu en un champ alternatif. Ceci est dû au fait qu'il est possible d'appliquer un champ électrique continu uniforme le long de l'axe du cylindre

* B is a coupling factor of the electron beam to the slow-wave structure

$$B = \exp\left\{-\frac{2\pi}{\lambda}\sqrt{\varepsilon - 1}\,(r_1 - r_b)\right\},$$

where r_1 is the mean radius of the electron beam.

* B est un facteur de couplage du faisceau électronique à la structure à onde lente

où r_1 est le rayon moyen du faisceau.

field along the axis of the dielectric cylinder (Fig. 19). This may raise the efficiency of travelling wave devices from a few % to perhaps 20 to 30 %.

The inherent disadvantage of dielectric oscillators will always be the small value of the coupling resistance, which is due to the stored energy in the dielectric being large compared with the energy stored in the interaction space.

We hope that as a result of experiments in hand we shall be able to publish some results on these dielectric oscillator tubes in the near future.

diélectrique (Fig. 19). Ceci peut faire monter le rendement des systèmes à propagation d'ondes de quelques % à peut-être 20 à 30 %.

L'inconvénient inhérent aux oscillateurs diélectriques sera toujours la petite valeur de la résistance de couplage, qui est due au fait que l'énergie emmagasinée dans le diélectrique est grande comparée à l'énergie emmagasinée dans l'espace d'interaction.

Nous espérons que, comme conséquence des expériences en cours, nous serons à même de publier sous peu quelques résultats sur ces tubes oscillateurs diélectriques.

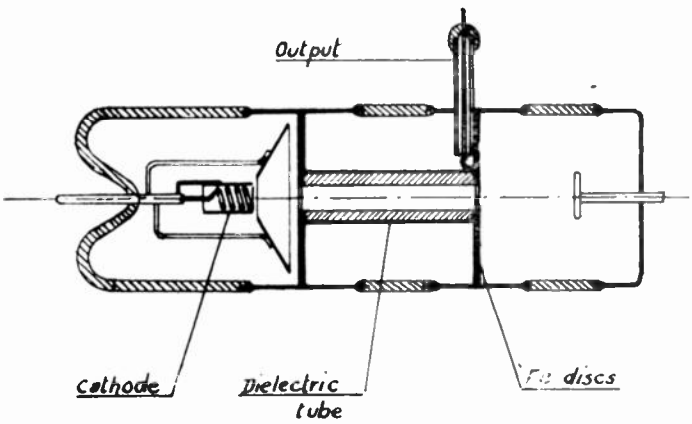


FIG. 18

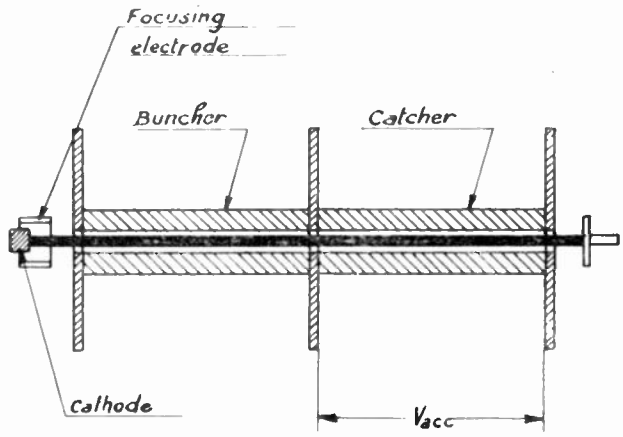


FIG. 19

N° 7.05. — Création et amplification de micro-ondes par processus atomiques

PAR

J. COMBRISSON et C.H. TOWNES

C.E.N. Saclay et Ecole Normale Supérieure, Paris

I. — Spectroscopie hertzienne. La molécule d'ammoniac.

La spectroscopie hertzienne permet d'étudier les interactions entre le vecteur électrique d'un champ électro-magnétique et les dipôles électriques contenus au sein de la matière ainsi que les interactions entre le vecteur magnétique et les moments magnétiques élémentaires (d'origine électronique ou nucléaire) : c'est l'étude des transitions entre niveaux d'énergie tels que la fréquence de l'équation $E = h\nu$ corresponde aux ondes de radio ou de radar. [1] [2].

Le physicien recherche des raies d'absorption dont il étudie la structure. A ces fréquences, l'émission spontanée du rayonnement a une très faible probabilité, contrairement à ce qui a lieu dans le domaine du visible et de l'ultra-violet.

La molécule d'ammoniac a donné lieu à de nombreuses études. Cette molécule a la forme d'une pyramide, l'atome d'azote pouvant occuper deux positions de part et d'autre du plan des hydrogènes. Il y a résonance entre les deux structures et l'on peut définir deux niveaux d'énergie par combinaison de leurs fonctions d'ondes. Si l'on appelle N^+ le nombre des molécules dans l'un des états et N^- celui des molécules dans l'autre état, l'on a :

$$\frac{N^+}{N^-} = e^{-\frac{\Delta E}{kT}}$$

où k est la constante de Boltzmann, T la température des molécules, ΔE la différence d'énergie entre les deux niveaux.

Un champ électrique alternatif à la fréquence $\nu = \frac{\Delta E}{h}$ (h = constante de Planck) peut provoquer les transitions des molécules d'un état d'énergie dans l'autre. L'état d'énergie intérieure étant le plus peuplé, c'est un phénomène d'absorption qui a lieu pour l'inversion de la molécule d'ammoniac. En fait, la fréquence n'est pas unique, la raie d'absorption n'est pas simple, elle a une structure complexe due aux effets de rotation de la molécule, à l'existence d'isotopes, aux moments quadrupolaires des noyaux. La fréquence de résonance est environ 24 000 MHz et les divers expérimentateurs ont utilisé des appareils de plus en plus perfectionnés pour enregistrer, en fonction de la fréquence l'absorption d'ondes *U.H.F.* par un certain volume d'ammoniac sous faible pression (élimination de l'influence des collisions des molécules). Le pouvoir de résolution des meilleurs appareils s'est trouvé limité par l'effet Doppler, les diverses molécules n'ayant pas des vitesses dirigées de la même façon par rapport au rayonnement *U.H.F.*

II. — Le « Maser » à ammoniac.

Cet appareil construit à l'Université de Columbia [3] tire son nom de la phase suivante qui définit son fonctionnement : « Microwave amplification by stimulated emission of radiation ». On utilise un faisceau moléculaire d'ammoniac dans lequel on trie les molécules se trouvant dans l'état d'énergie supérieure. Il serait illusoire de chercher alors à mesurer une émission de rayonnement spontané correspondant aux transitions vers l'état inférieur : il faut environ un jour pour qu'une telle transition ait lieu. Mais si l'on s'arrange pour qu'il y ait interaction entre ces molécules triées et un champ *H.F.*, une émission stimulée peut avoir lieu.

Le « Maser » est schématisé sur la figure 1. Toutes ses composantes sont dans le vide (10^{-5} mm Hg). Une source d'ammoniac

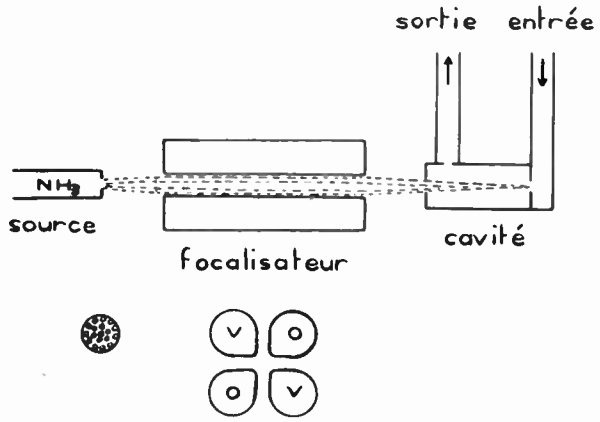


FIG. 1. — Schéma du « Maser » à ammoniac.

donne naissance à un faisceau moléculaire, un focalisateur formé d'électrodes alternativement positives et négatives ($V = 15$ kV) concentre le long de l'axe les molécules dans l'état d'énergie supérieure, élimine celles dans l'état d'énergie inférieure. En présence d'un champ électrique continu et par suite d'un effet Stark, l'énergie W de l'état supérieur augmente, celle de l'état inférieur diminue. Les électrodes sont des équipotentielles pour un potentiel de la forme : $V = V_0\, r^2 \cos. 2\theta$ (r, θ, coordonnées cylindriques d'un système où z est l'axe du focalisateur). Il s'exerce sur les molécules une force $f = \frac{\partial W}{\partial r}$ radiale et proportionnelle à r pour les faibles champs : cette force, négative pour un groupe de molécules et positive pour l'autre, effectue le tri indiqué ci-dessus. Le faisceau de molécules triées pénètre dans une cavité résonnante couplée à des guides d'entrée et de sortie. Une source d'ondes *U.H.F.* (Klystron) crée un champ électrique alternatif à la fréquence ν dans la cavité par l'intermédiaire du guide d'entrée. Ce champ induit des transitions moléculaires si $\nu = \nu_0$, fréquence de résonance des molécules. Il y a émission « provoquée », si le facteur de surtension de la cavité est suffisamment élevé et si le faisceau moléculaire est suffisamment dense, il est possible de prélever par le guide de sortie plus de puissance qu'il n'en a été injecté dans le guide d'entrée.

L'appareil est un amplificateur pour la fréquence ν_0, c'est aussi un spectrographe puisque la puissance de sortie est proportionnelle aux probabilités de transitions des molécules aux diverses fréquences autour de ν_0. Pour une description plus détaillée des appareils et pour les résultats obtenus en spectroscopie, nous renvoyons les lecteurs aux articles cités en référence [3] [4].

La cavité est cylindrique (mode TE_{011}), les molécules se dirigeant suivant son axe, elle est longue, son diamètre est voisin de celui du « cut-off, ce qui augmente le temps d'interaction entre les molécules et le champ *H.F.* L'effet Doppler ne donne pas un élargissement des raies, les molécules ayant des vitesse parallèles ; d'ailleurs si la cavité est excitée sur un mode pour lequel il y a plus d'une demi-longueur d'onde du champ le long de la direction du faisceau, deux pics de résonance apparaissent.

Quand le faisceau moléculaire est suffisamment dense, il peut y avoir oscillation spontanée de la cavité à la fréquence de résonance moléculaire ou plus exactement à la fréquence :

$$\nu_0 = \nu_F + \frac{\Delta \nu_F}{\Delta \nu_c} (\nu_c - \nu_F) f(N)$$

où ν_F, ν_c : fréquences de résonance du faisceau et de la cavité, $\Delta\nu_F$, $\Delta\nu_c$ largeur des courbes de résonance du faisceau et de la cavité.

$f(N)$ est une certaine fonction du nombre de molécules N, $f(N)$ vaut environ l'unité.

La puissance des oscillations peut atteindre $10^{-9} W$. La fréquence est très stable, la largeur à mi-hauteur du spectre d'émission est:

$$2\,\delta\nu = \frac{8\pi k T}{P_F} (\Delta \nu_F)^2$$

où k est la constante de Boltzmann, T la température de la cavité et P_F la puissance.

Pour $T = 300^0\ K$, $\Delta \nu_F = 3.10^3$ Hz, $P_F = 10^{-10}\ W$, $2\,\delta\nu = 10^{-2}$ Hz et $\frac{\nu_0}{\delta\nu} = 5.10^{12}$.

Expérimentalement, on a pu constater le battement entre deux « Maser ». Pendant une seconde, il n'y a pas de glissement de fréquence supérieur à 1/10 Hz, ce qui implique une stabilité d'au moins 4.10^{-12} pour chacun des oscillateurs. Avec des cavités en invar il a été possible de maintenir pendant une heure des oscillations stables à 10^{-10} près. Nous pouvons noter qu'une telle stabilité rend ce système utilisable comme horloge, capable d'enregistrer les variations dans les rotations de la terre et peut-être de vérifier certaines conséquences de la théorie générale de la relativité.

Comme amplificateur, l'appareil a une bande passante faible (inférieure à 3.10^8 Hz) ; son facteur de bruit est très bon puisqu'aucun bruit d'origine électronique n'intervient. Un inconvénient réside dans le fait que cet amplificateur n'est accordable que dans de très faibles limites.

III. — La résonance paramagnétique électronique.

Les substances paramagnétiques sont celles qui contiennent des électrons dont la résultante de moment cinétique, moment orbital et moment de spin, n'est pas nulle (en termes quantiques : $J = L + S \neq 0$). En conséquence, il existe en leur sein des moments magnétiques élémentaires liés à ces moments cinétiques. Nous ne considérerons pas ici le paramagnétisme nucléaire dû à l'existence d'un spin nucléaire I non nul. Pour simplifier, nous allons prendre le cas d'ailleurs fréquent, d'électrons célibataires ayant un moment de spin et étudier le comportement de ces spins en présence de champs magnétiques.

Dans un champ continu H_0, les spins peuvent exister dans deux états d'énergie séparés par $\Delta E = 2\mu H_0$ (μ : moment magnétique des spins). Ces deux états sont inégalement peuplés Le rapport des populations obéit à la loi de Boltzmann :

$$\frac{N^+}{N^-} = e^{-\frac{\Delta E}{kT}} \quad \text{ou} \quad N^- - N^+ = \frac{N_0}{2} \frac{h\nu}{kT}$$

N^+ et N^- étant les populations des deux états, N_0 le nombre des spins considérés, h et k les constantes de Planck et de Boltzmann, T la température et $\frac{\Delta E}{kT}$ un nombre petit devant l'unité.

L'état d'équilibre entre N^+ et N^- s'établit suivant une loi en $e^{-t/\tau}$ qui permet de définir un temps de relaxation τ (en fait, on définit deux temps de relaxation ; T_1, relaxation spin-réseau et T_2 relaxation spin-spin). Un champ radioélectrique de fréquence $\nu_0 = \frac{\Delta E}{h}$ normal au champ continu H_0, permet d'effectuer des transitions entre les deux états d'énergie. Il y a au total un phénomène d'absorption puisque l'état d'énergie inférieur est le plus peuplé.

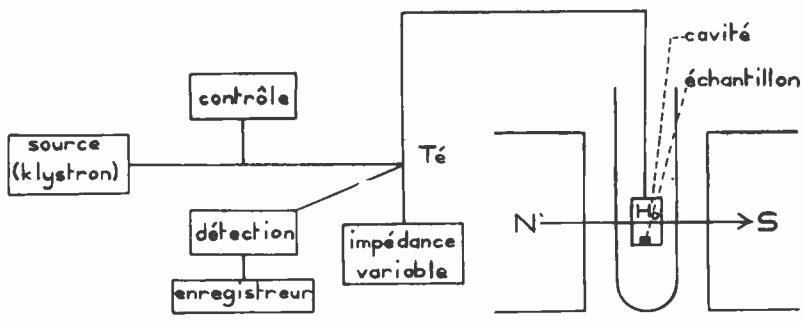


FIG. 2. Schéma d'un spectrographe pour résonance magnétique.

On peut aussi étudier le mouvement d'un moment magnétique placé dans un champ continu H_0 : on voit que, soumis à une force $M \wedge H_0$, il prend un mouvement de précession autour de H_0 à une fréquence ν_0 proportionnelle à la valeur de H_0 (fréquence de Larmor). Quand on superpose à H_0 un faible champ H_1 de fréquence ν, pour $\nu = \nu_0$ il y a résonance, l'angle θ entre le moment M et le champ H_0 peut prendre de très grandes valeurs, il peut y avoir « basculement ».

Les spectrographes pour résonance magnétique permettent d'enregistrer les raies de résonance, c'est-à-dire l'énergie absorbée en fonction de la fréquence ν quand H_0 est constant, ou ce qui revient au même, en fonction de H_0 quand ν reste constant. Les grandeurs physiques sont telles que pour des champs H_0 de

quelques milliers de gauss, la fréquence ν_0 est de quelques milliers de mégacycles. La substance est placée en un ventre de champ magnétique d'une cavité résonnante. La figure 2 est le schéma d'un tel spectrographe. En général, les temps de relaxation sont courts : (ils atteignent 10^{-10} s). Les raies de résonance peuvent présenter une structure fine due à l'influence du champ cristallin sur le moment orbital ; elles peuvent présenter une structure hyperfine qui s'observe quand la substance paramagnétique est diluée et que les électrons responsables du paramagnétisme sont couplés à un noyau de spin $I \neq 0$. La raie de résonance se décompose alors en $2I + 1$ composantes.

IV. — Le « Maser » à résonance magnétique.

A condition de trouver une substance pour laquelle les temps de relaxation sont suffisamment élevés pour que les spins puissent être « retournés » et le rester pendant un certain temps, c'est-à-dire pour que l'état d'énergie supérieur soit le plus peuplé, on peut concevoir un « Maser » à résonance magnétique : l'équivalent du faisceau moléculaire d'ammoniac est l'ensemble des spins, celui du focalisateur un dispositif de « retournement des spins ». Un tel « Maser » fonctionnerait par impulsions, les spins ayant besoin d'être retournés à une fréquence de l'ordre de $1/\tau$, ou par passage alternatif (à la fréquence $1/\tau$) des spins dans une région où ils seraient « retournés », puis dans une région où ils donneraient lieu à une émission provoquée.

Nous avons étudié des substances qui pourraient convenir ; il s'agit de silicium contenant des impuretés d'arsenic ou de phosphore (5). A la température de 2°K, le temps de relaxation spin-spin est suffisamment long pour que l'on puisse « retourner » les spins en passant rapidement par la condition de résonance, et le temps de relaxation spin-réseau étant de l'ordre plusieurs minutes, les spins restent « retournés » un certain temps (3). Avec une telle substance on peut se placer à un champ H_0 aussi élevé que possible pour bénéficier d'un facteur de Boltzmann important, puis effectuer le retournement des spins à un champ plus faible.

Pour espérer avoir une oscillation de la cavité grâce au retournement induit des spins, il faut que la puissance P_S émise par ces spins soit supérieure à celle qui est perdue dans la cavité. La puissance P_S est :

$$P_S = \frac{\pi N \mu^2 \nu^2}{k T \Delta \nu} (\overline{H_1^2})_S$$

où μ est le moment magnétique (magnéton de Bohr), ν la fréquence de H_1, k la constante de Boltzmann, T la température, $\Delta\nu$ la largeur de la courbe de résonance magnétique, $(\overline{H_1^2})_S$ la valeur moyenne de H_1^2 dans le volume de l'échantillon.

La puissance perdue est :

$$P_c = \frac{\nu V}{4 Q} (\overline{H_1^2})_V$$

où $(\overline{H_1^2})_o$ est la valeur moyenne de H_1^2 dans le volume V de la cavité et Q le coefficient de surtension.

La condition d'oscillation est :

$$N \geqslant \frac{k T V \Delta \nu}{4 \pi Q \mu \nu} \cdot \frac{(\overline{H_1^2})_S}{(\overline{H_1^2})_V}$$

Nos conditions expérimentales étaient :

$\nu = 9\,000$ MHz, $Q = 10\,000$, $T = 2$°K, $V = 4{,}4$ cm³, $(\overline{H^2})_S = (\overline{H^2})_V$.

L'équation fournit $N \geqslant 10^{17}$, ou, si l'on tient compte de la structure hyperfine, $N \geqslant 2.10^{17}$ pour des échantillons contenant du phosphore.

L'impulsion d'énergie émise par les spins devrait être :

$$\frac{N h \nu}{2} \frac{h \nu}{k T} \simeq 0{,}6 \text{ erg}$$

Si cette énergie est émise en 10^{-2}s, elle doit représenter quelques microwatts.

Nous n'avons pas pu, avec les échantillons dont nous disposions (N de l'ordre de 10^{17}) et avec nos conditions expérimentales, réaliser une oscillation mais nous avons pu « retourner » tous les spins et mesurer le rapport entre la puissance qu'ils fournissent et celle nécessaire pour maintenir le champ électromagnétique dans la cavité. Ce rapport a été dans nos meilleures conditions de $1/3$; nous pouvons donc penser que moyennant certaines améliorations techniques, il est parfaitement possible de réaliser un « Maser » fondé sur ce phénomène (6).

Ce ne serait pas un appareil utilisable comme oscillateur stable car la fréquence dépendrait du champ H_0 ; mais par contre comme amplificateur il pourrait rendre de grands services à cause de son faible bruit : le bruit thermique de la cavité à 2°K existerait seul. (Ceci implique que l'on néglige le bruit apporté par les guides couplés à la cavité et que l'on ne tient pas compte du bruit de l'antenne). Cet amplificateur serait réglable en fréquence et aurait une largeur de bande passante de plusieurs MHz. On pourrait envisager son emploi en radio-astronomie.

Par ailleurs d'autres substances peuvent présenter des temps de relaxation longs et se comporter de façon analogue au silicium dopé. Des études préliminaires que nous avons faites nous ont montré que des corps irradiés aussi différents chimiquement que le glycocolle et l'anthracène présentent à 4°K une raie de résonance caractérisée par un temps de relaxation T_1 de plusieurs secondes. La valeur de T_1 est une fonction de la dose d'irradiation.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Gordy, Smith, Trambarulo. Microwave Spectroscopy. John Wiley & Sons, N.Y. (1953).

[2] Townes, Schawlow. Microwave Spectroscopy. MacGraw Hill N.Y. (1955).

[3] J.P. Gordon, H.J. Zeiger, C.H. Townes. *Phys. Rev.* 99, 1264 (1955).

[4] J.P. Gordon. *Phys. Rev.* 99, 1253 (1955).

[5] A. Honig, J. Combrisson. *Phys. Rev.* 102, 917 (1956).

[6] J. Combrisson, A. Honig, C.H. Townes. *C.R. Acad. Sciences*, 20, 2451 (1956).

N° 11.05. — Application du tube Carcinotron "O" à la réalisation d'un générateur UHF de mesure à très large gamme

PAR

R. OLIVIER
Société FERISOL, Paris

Problème général des mesures en hyperfréquences.

Les mesures en hyperfréquences, particulièrement celles relatives aux circuits, sont très souvent longues et délicates : elles nécessitent un appareillage complexe et un personnel vraiment qualifié. Par ailleurs, les relevés de performances dans une bande très large souffrent parfois de la discontinuité des résultats de mesure : le découpage de la bande étudiée en points de fréquence rapprochés est très fastidieux et peut se révéler insuffisant : une irrégularité peut passer inaperçue. Lorsqu'il s'agit d'un réglage à effectuer, par exemple celui d'un filtre à plusieurs circuits, chaque ajustement nécessite un retour en arrière pour une retouche de l'ajustement précédent. Le réglage optimum n'est qu'une suite d'approximations. Le temps passé n'en est que plus long.

Intérêt d'un « Wobbulateur » hyperfréquences.

C'est pourquoi l'utilisation d'un générateur modulable en fréquence sur une large bande (wobbulateur) est apparue, depuis longtemps souhaitable. En effet, la variation de fréquence est continue, et les résultats des mesures peuvent, par des moyens divers, être mis en évidence sur l'écran d'un tube cathodique. L'opérateur voit instantanément les performances du circuit étudié et l'influence, si faible soit-elle, de la modification du moindre réglage. Par ailleurs, toute irrégularité brusque (telle que oscillation ou absorption parasite) n'échappe plus à son contrôle. Il est évident que le temps gagné, dans une étude, est considérable. D'autre part, en production de série, les méthodes de contrôle se simplifient et ne nécessitent plus un personnel spécialisé : l'écart de la courbe tracée par rapport à une courbe étalon est observé directement, et le matériel examiné peut être sur le champ classé en : « accepté » ou « refusé ».

Schémas classiques pour un wobbulateur hyperfréquences.

Le problème est donc de réaliser une « source » modulable en fréquence, de façon automatique, sur une large bande.

Jusqu'ici, une telle source pouvait être réalisée de l'une des façons suivantes :

1° Soit à partir d'un oscillateur à klystron reflex à cavité extérieure (cas des générateurs classiques), ou à cavité incorporée. Toutefois, les possibilités d'excursion en fréquence de tels appareils ne sont pas extraordinaires, la plage d'accord électronique des klystrons allant de quelques MHz dans le premier cas à quelques dizaines de MHz dans le second cas.

2° Soit à partir d'un oscillateur « classique » à klystron et cavité extérieure, entraîné par un moteur. Dans ce cas, la plage de fréquences couverte peut atteindre l'octave ; l'appareil est utilisable, mais l'excursion d'une grande bande est relativement lente, par suite de limitations mécaniques. L'observation des phénomènes sur un oscilloscope entraîne la nécessité d'un tube cathodique à grande rémanence, ou la photographie.

Wobbulateur à tube « Carcinotron ».

L'apparition des tubes Carcinotrons « *O* », a permis d'envisager la réalisation de générateurs hyperfréquences d'une conception totalement différente, offrant de nouvelles possibilités aux utilisateurs. En effet, la variation de la fréquence engendrée par cet auto oscillateur ne dépend que d'une tension : celle qui est appliquée à l'électrode « ligne à retard ». En faisant varier cette tension suivant une loi en dents de scie, par exemple, on obtient directement le « wobbulateur à large plage » souhaité par tous les techniciens des hyperfréquences.

Difficultés de réalisation.

En réalité, la réalisation n'est pas si simple. L'utilisation du Carcinotron « *O* » en tant qu'oscillateur pour générateurs pose quelques problèmes particuliers.

a) Stabilité de fréquence. — Ce tube auto oscillateur diffère nettement des klystrons : rien, dans sa constitution, ne rappelle la cavité qui, par sa surtension, joue un rôle important dans la stabilité de la fréquence engendrée.

La stabilité de fréquence (après le temps de préchauffage nécessaire à un régime stable) est entièrement fonction de la stabilité des tensions alimentant le tube : la tension « ligne » qui définit la fréquence et, à un degré moindre, la tension anode.

En outre, toute tension de ronflement se traduit par une modulation de fréquence parasite.

b) Linéarité de la variation de fréquence.

La caractéristique « fréquence/tension ligne » du tube n'ese pas linéaire. La pente de la caractéristique : fréquence $= f(V_L)$ n'est pas constante tout au long de la plage de fréquence couvertt par le tube. Un calcul rapide montre que pour obtenir une stabilité de fréquence de 1 % en tous points de la gamme, il serait nécessaire d'assurer une stabilité au 1/10 000 de la tension ligne.

c) Alimentation.

La tension ligne devant pouvoir varier de 170 à 1 300 volts, avec un débit pouvant atteindre 50 mA, les conditions précédentes entraînent évidemment la nécessité d'une alimentation bien filtrée, très bien stabilisée et de plus, variable entre les limites indiquées.

d) Niveau de sortie.

La puissance haute fréquence délivrée par le Carcinotron varie assez considérablement dans la gamme d'oscillation. Pour le CO 119 par exemple, la puissance délivrée, à l'accrochage (2 300 MHz) est de l'ordre de 100 mW ; elle croît jusqu'à 3 700 MHz environ où elle atteint 700 mW (et même souvent davantage) et décroît ensuite jusqu à 400 mW à 4 600 MHz. En moyenne, sur une excursion de 100 MHz, la variation est inférieure à 1 dB. Mais lorsque l'excursion dépasse 100 MHz, cette variation de niveau est prohibitive lorsque le générateur est destiné à faire

apparaître la courbe de réponse d'un circuit sur l'écran d'un tube cathodique : le tracé serait entièrement faussé. Il est donc nécessaire de prévoir un dispositif de régulation du niveau de sortie.

Cahier des charges pour un générateur hyperfréquences « wobbulé ».

Après examen des considérations précédentes, compte tenu de l'encombrement à ne pas dépasser pour un appareil de laboratoire et du facteur, non négligeable, du prix de revient, les performances fixées ont été les suivantes :

— Réaliser un appareil à blocs HF amovibles (« tiroirs »), qui couvre la gamme de 1 000 à 15 000 MHz. En effet, tous les Carcinotrons « *O* » étudiés par la C S F pour couvrir la gamme précédente sont prévus pour être alimentés par des tensions « lignes » comprises entre les limites extrêmes de 150 à 1 400 volts. D'après ce qui a été vu précédemment, l'alimentation stabilisée constitue une importante partie de l'appareil ; il est apparu commode de concevoir les ensembles HF proprement dits (tubes, dispositifs auxiliaires) sous forme de « tiroirs » amovibles, venant s'encastrer dans l'appareil, les connexions avec l'alimentation étant réalisées automatiquement au moment de l'enfichage.

Ce dispositif présente en outre l'avantage d'un prix de revient réduit lorsque l'appareil est appelé à être utilisé dans différentes gammes de fréquence (3 et 10 centimètres par exemple).

— Prévoir un dispositif de régulation de la puissance de sortie, de façon à obtenir, au cours d'un balayage en fréquence total une puissance de sortie constante à $\pm$ 1 dB si possible.

— Le dispositif précédent ne pouvant être qu'un « écrêtage » à partir du niveau minimum, il serait dommage d'« étouffer » systématiquement la puissance de sortie élevée délivrée par les carcinotrons « *O* » de la C S F, d'autant plus que cette caractéristique peut être des plus utiles pour certaines applications (relevés de diagrammes d'antenne par exemple). Par ailleurs, lorsque l'excursion en fréquence ne dépasse pas une centaine de MHz, la variation de niveau de sortie est inférieure à $\pm$ 1 dB. On peut donc, dans ces conditions, utiliser normalement la puissance de sortie du tube.

— Réaliser une excursion de fréquence variant suivant une loi en « dents de scie », plutôt qu'une variation sinusoïdale.

Cette condition entraîne une complication certaine de l'appareil. En effet, le balayage en fréquence le plus commode à réaliser avec les Carcinotrons est un balayage sinusoïdal à la fréquence du secteur ; il suffit d'insérer un transformateur entre la source de tension « ligne » et l'électrode correspondante du tube. Mais une telle modulation en fréquence nécessite un réglage de phase sur le balayage de l'oscilloscope associé au générateur, et les images obtenues risquent d'être moins lisibles. D'autre part, pour d'autres applications, un balayage plus lent peut être nécessaire (examen de la courbe de transmission de circuits à surtension élevée par exemple).

— Prévoir une sortie HF atténuée réglable, permettant l'utilisation de l'appareil en générateur classique.

— Prévoir une modulation interne en signaux carrés à 1 000 Hz (fréquence plus ou moins normalisée) : cette modulation sera utile pour les mesures classiques avec les appareils indicateurs de *T.O.S.*, indicateurs de rapport etc...

Réalisation pratique : le Banc d'Essai dynamique Hyperfréquences.

L'appareil a été étudié avec un Carcinotron CO 119, couvrant la gamme 2 300 - 4 600 MHz. (Les autres « tiroirs HF » amovibles sont actuellement en cours d'étude).

Le schéma de principe est indiqué sur la figure 1.

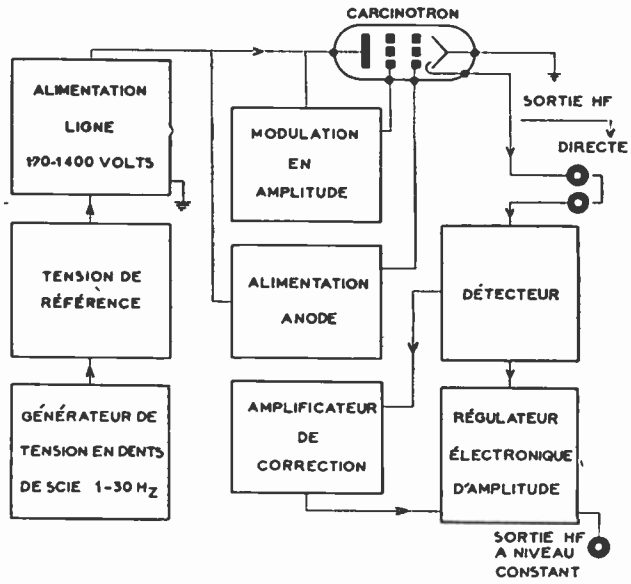


FIG. 1. — Schéma de principe du générateur UHF à Carcinotron.

A) ALIMENTATION.

L'alimentation anode, du type classique, n'a posé aucun problème. Par contre l'alimentation ligne doit répondre aux exigences suivantes :

1° Etre réglable de 170 à 1 400 volts, de façon continue. En effet, couvrir la plage en plusieurs gammes simplifie le problème, mais fait perdre beaucoup de l'intérêt présenté par l'appareil, qui ne serait plus « wobbulable » sur une large bande. Il aurait été évidemment possible de se contenter de couvrir les bandes « classiques ». Par exemple, les bandes 2 700 - 3 200 MHz et 3 800 - 4 200 MHz avec le CO 119, qui correspondent à des tensions lignes variables de 250 à 375 et 650 à 1 000 volts.

Mais l'appareil n'aurait pas été réalisable sous forme de « blocs interchangeables », car, pour les autres tubes Carcinotrons, les gammes usuelles ne correspondent pas aux mêmes tensions.

2° Pouvoir varier, automatiquement, suivant une loi en dents de scie, autour de n'importe quelle valeur, la variation pouvant atteindre, à la limite, les valeurs extrêmes.

3° Présenter une tension résiduelle de ronflement aussi faible que possible.

a) Etude du montage utilisé : Le montage adopté est classique : tube amplificateur de tension commandant un tube placé en série dans la source HT. Vu les tensions et débits mis en jeu, les tubes utilisés sont des tubes d'émission, pouvant dissiper une puissance élevée. Les impératifs d'encombrement et de prix de revient ont fait renoncer à une alimentation stabilisant au 1/10 000e sur toute la gamme de 170 à 1 400 volts. La régulation obtenue est de l'ordre de 1 ‰. On peut remarquer par ailleurs que cette régulation importe surtout par rapport au secteur d'alimentation, la charge ne variant pratiquement pas lorsque la tension ligne est fixée à une valeur donnée. Une solution simple, facilement envisageable, consiste à alimenter l'appareil par une tension secteur stabilisée à 1 % (à l'aide d'un transformateur à fer saturé par exemple). La régulation globale s'approche alors de 1/10 000e.

Le réglage de la tension (qui est en réalité le réglage de la fréquence) se fait donc en une seule gamme, par l'intermédiaire d'un potentiomètre hélicoïdal.

b) Variation automatique de la tension : La variation automatique de la tension autour d'une valeur donnée, suivant une loi linéaire en fonction du temps, a posé le problème de l'introduction de cette tension de commande en dents de scie en un point de l'alimentation stabilisée. Or, obligatoirement, ceci ne peut être fait qu'en dehors des tubes formant la chaîne de régulation. En effet, la tension étant réglée à une valeur déterminée, toute tendance à s'écarter de cette valeur est corrigée automatiquement par le dispositif de régulation. Or l'excursion en dents de scie souhaitée autour d'une tension de valeur fixe, est interprétée par la chaîne de régulation comme une variation à corriger et la tension délivrée tend à demeurer fixe. La tension en dents de scie ne peut donc être introduite qu'en dehors de la chaîne de régulation elle-même.

Une solution possible consisterait à insérer un tube de puissance en série entre la source stabilisée et l'électrode correspondante du Carcinotron. Le dispositif fonctionne très bien ; il peut même être avantageux dans le cas où l'on désire imposer au Carcinotron une modulation de fréquence à fréquence élevée, les capacités parasites mises en jeu étant relativement faibles puisqu'elles se réduisent pratiquement à la capacité d'entrée du tube série (qui est un tube d'émission étant donné les tensions mises en jeu).

Mais dans le cas d'un générateur, le procédé présente un grave inconvénient : le tube étant directement en série dans l'alimentation, aucun dispositif de stabilisation n'est possible. Si sa résistance interne varie, la tension appliquée à la ligne à retard du Carcinotron varie dans les mêmes proportions, et par suite la fréquence. Or la résistance interne peut varier, d'une part par suite de l'échauffement du tube, d'autre part par suite d'une variation de la tension alimentant son filament. Ce montage est donc à rejeter.

Une autre solution consiste à faire agir la tension en dents de scie sur la source de référence qui devient alors variable autour d'une valeur moyenne. La tension délivrée par la chaîne de régulation varie suivant la même loi, sans difficulté, la source de référence étant en dehors de la boucle.

Le procédé s'est révélé efficace et satisfaisant. La source de tension de référence, obtenue par l'intermédiaire d'une régulation électronique très poussée, est appliquée aux tubes de régulation précédents à travers un amplificateur stabilisé attaqué par la tension en dents de scie. Cette dernière est obtenue par un relaxateur classique, du type phantastron. Sa fréquence est réglable entre 1 et 30 Hz. Son amplitude est réglable de façon continue de zéro à la valeur nécessaire pour une excursion complète de la gamme de fréquences, c'est-à-dire pour une variation continue appliquée à la ligne à retard du Carcinotron de 170 à 1 300 volts.

Cette alimentation étant réalisée, il suffit de l'utiliser avec un Carcinotron "*O*" pour obtenir une « source » HF couvrant l'octave et modulable en fréquence sur toute cette plage. Mais la puissance haute fréquence délivrée, comme nous l'avons vu plus haut, varie assez considérablement au long de cette gamme. Pour l'examen commode à l'oscilloscope des caractéristiques des circuits à large bande, il est nécessaire de « niveler » la courbe précédente le mieux possible.

B) Régulation du niveau de sortie.

1° *Utilisation de la grille de commande du Carcinotron*

La première solution venant à l'esprit, pour effectuer un « dosage » de la puissance de sortie, est d'utiliser la grille de commande du Carcinotron. En la rendant négative par rapport à la cathode, la puissance délivrée par le tube diminue. En insérant une sonde à cristal à large bande à la sortie HF du tube, on dispose à ses bornes d'une tension dont l'amplitude est fonction de la puissance de sortie. Lorsque le tube sera modulé en fréquence, l'amplitude de cette tension reproduira la courbe de la figure 2 A. En l'appliquant à la grille de commande du Carcinotron à travers un amplificateur convenable, on peut espérer un « nivelage » à partir d'un niveau déterminé.

Ce procédé se heurte malheureusement à une difficulté d'ordre pratique assez considérable : la différence de potentiel élevée existant entre la sonde à cristal et la grille de commande du carcinotron.

En effet, la cathode et le wehnelt du Carcinotron se trouvent à la haute tension négative par rapport à la masse. D'autre part

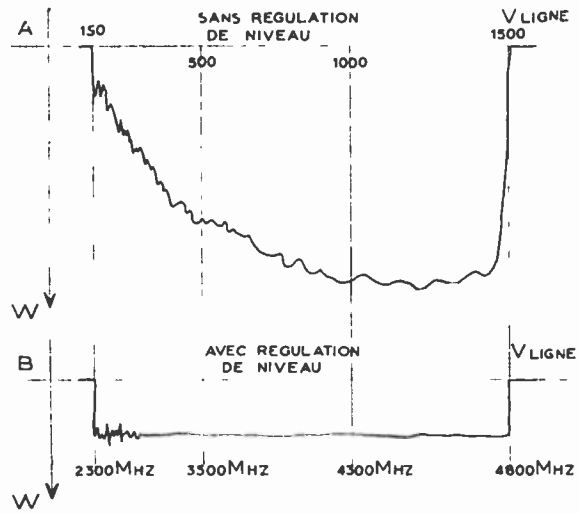


Fig. 2. — Courbes de la puissance délivrée par le générateur à Carcinotron "*O*", en fonction de la fréquence.

En A : Courbe sans régulation de niveau.

En B : Courbe avec régulation de niveau.

la variation du courant électronique engendre un « pulling » de la fréquence.

Par ailleurs, il semble assez difficile dans ces conditions, d'utiliser, en plus, la grille de commande du Carcinotron pour une modulation en signaux carrés.

2° *Régulation électronique*

Une solution électronique, n'intervenant pas directement sur le Carcinotron, fut recherchée : il ne pouvait s'agir que d'un atténuateur à commande électronique, asservi au cristal détecteur placé à la sortie du tube (fig. 1).

Un atténuateur coaxial à ferrite fut mis au point. Son atténuation est commandée par la tension issue de la sonde à cristal, supposée proportionnelle à la puissance, à travers un amplificateur. Les résultats obtenus par ce procédé ont été satisfaisants ; une régulation de niveau à $\pm$ 1 dB sur toute la gamme de 2 300 à 4 600 MHz a pu être obtenue (fig. 2 B). Le montage présente, en outre, l'avantage d'isoler le Carcinotron (qui fonctionne normalement) de la charge ; par contre l'atténuateur introduit une perte d'insertion de quelques décibels. La puissance régulée, pour une excursion complète de la gamme, est de l'ordre de 10 mW. Valeur faible, mais la régulation est un « nivelage » à partir de la puissance minimum délivrée par le tube, qui correspond à la fréquence la plus basse. Si le balayage en fréquence nécessaire est plus réduit (par exemple de 2 800 à 3 200 MHz) le « nivelage » peut être effectué à un niveau beaucoup plus élevé. L'amplificateur inséré entre le cristal détecteur et l'atténuateur, a un gain réglable, dosable par un simple potentiomètre. En observant sur un oscilloscope l'aspect de la courbe de la puissance délivrée par l'appareil, il est très facile d'ajuster la régula-

tion du niveau à la valeur minimum acceptable ; ce qui permet de disposer de la puissance maximum disponible.

C) Atténuateur réglable.

Un atténuateur à piston peut être inséré entre la sortie « directe » délivrant à ses bornes toute la puissance disponible et l'utilisation. En effet, une telle « sortie HF » a été prévue, comme nous l'avons dit, afin de procurer à l'utilisateur une puissance HF convenable, fort utile dans certains cas (relevé de diagrammes d'antennes) où les générateurs classiques, délivrant 1 milliwatt, sont insuffisants. Cette sortie « directe » doit être reliée extérieurement, par un câble coaxial très court, à l'entrée du dispositif de régulation automatique de niveau, dans le cas où la sortie HF à niveau constant est utilisée.

D) Dispositifs auxiliaires.

L'appareil comporte un modulateur en signaux carrés à 1 000 Hz. La modulation est obtenue par blocage de la grille de commande (polarisation négative par rapport à la cathode de l'ordre d'une trentaine de volts), le sommet du signal carré ramenant la tension grille à sa valeur normale (0 volt par rapport à la cathode).

Il est prévu, également, la possibilité de moduler extérieurement le tube en impulsions, le Carcinotron se prêtant facilement à cette modulation.

Résumé des caractéristiques du Banc d'Essai Dynamique Hyperfréquences.

— La plage de fréquences couverte dépend du Carcinotron utilisé dans chaque « bloc » haute fréquence. Chaque « bloc » couvre un octave.

— La lecture de la fréquence est effectuée sur un cadran « classique » étalonné directement en MHz, avec une précision de 2 %. Ce cadran est associé à la commande du potentiomètre faisant varier la tension « ligne ».

— Trois « sorties HF » sont prévues :

a) une sortie à niveau élevé (de 100 à 500 mW).

b) une sortie atténuée réglable.

c) une sortie à niveau constant (à $\pm$ 1 dB), délivrant une puissance de 10 mW environ, lorsque la régulation est effectuée sur toute la gamme de fréquences.

— Excursion automatique en fréquence : continuellement réglable de 0 à toute la plage couverte par le tube, c'est-à-dire une bande d'un octave.

— Fréquence du balayage : réglable de 1 à 30 Hz.

— Modulation d'amplitude : intérieure en signaux carrés à 1 000 Hz.
extérieure en impulsions, à partir de 0,25 µs.

Quelques exemples d'utilisation de l'appareil.

Outre l'utilisation « classique » en source HF à fréquence réglable, les possibilités nouvelles offertes par l'appareil peuvent se classer en deux catégories :

— La mesure rapide et automatique du coefficient de réflexion dû à une impédance déterminée (problème d'adaptation d'impédances).

— Le tracé direct et complet, de la courbe de réponse de circuits hyperfréquences, même à très large bande, sur un oscilloscope (courbe de réponse d'un filtre HF, bande passante d'un tube TR etc...).

1º Mesure rapide et automatique du coefficient de réflexion (reflectomètre).

Ce genre de dispositif est déjà devenu presque « classique » (fig. 3).

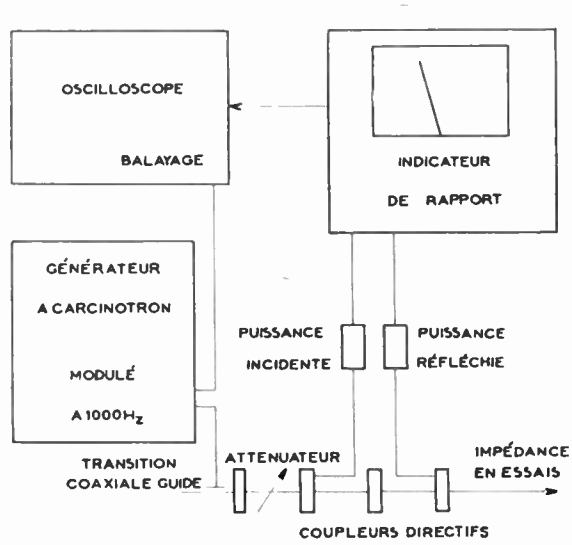


Fig. 3. — Mesure automatique du coefficient de réflexion.

Dans ce cas, le générateur à Carcinotron est utilisé, sans régulation de niveau, (sortie HF directe) et modulé en amplitude à 1 000 Hz. L'indicateur de rapport comporte un dispositif de correction automatique des variations d'amplitude. La courbe de variation du coefficient de réflexion dans une plage de fréquences donnée apparaît sur l'écran du tube cathodique de l'oscilloscope.

Ce dispositif est particulièrement intéressant au point de vue « fabrication en série ».

Prenons en exemple, la construction industrielle de tubes hyperfréquences.

Mesures sur les tubes spéciaux utilisés en hyperfréquences :

Dans de nombreux cas, à l'heure actuelle, les circuits sont intimement associés à la partie électronique proprement dite, et en cours de fabrication, un certain nombre de mesures non prévues pour les tubes « classiques », s'imposent.

Un exemple d'« actualité » est l'adaptation de la ligne à retard d'un Carcinotron « *O* » à sa sortie coaxiale. Cette ligne présente une impédance de l'ordre de 100 ohms, alors que l'impédance de la fiche de sortie coaxiale est de 50 ohms. Un transformateur est donc nécessaire pour adapter l'impédance de la ligne à celle du câble coaxial de sortie. A fréquence fixe, le problème est résolu par un tronçon de ligne à $\lambda/4$. Mais lorsque la fréquence de travail varie d'un octave, le transformateur ne sera pas parfait et il devra être ajusté pour que l'ensemble présente un minimum de réflexion sur toute la bande.

Les mesures nécessaires, si elles sont effectuées au moyen d'un procédé de laboratoire (ligne de mesure), deviennent excessivement coûteuses, par leur durée, et la qualification du personnel.

Au contraire, en utilisant le procédé ci-dessus, l'opérateur voit sur l'écran du tube cathodique le résultat désiré ; si une retouche à un réglage devient nécessaire, elle s'inscrit instantanément.

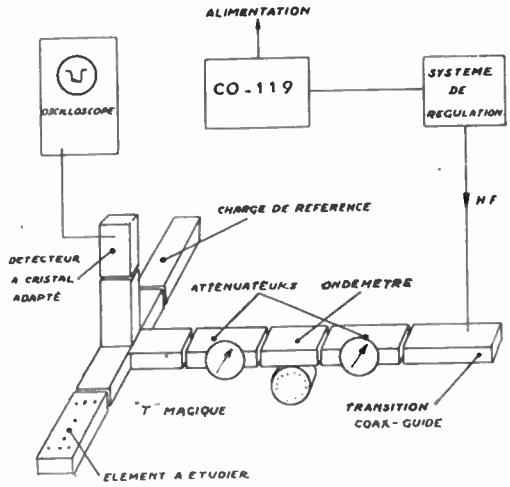


FIG. 4. — Tracé de courbes de transmission

Le temps de réglage et de mesure de l'adaptation d'un Carcinotron est ainsi réduit d'une façon appréciable.

2° TRACÉ DIRECT DE COURBES DE TRANSMISSION :

L'exemple de montage d'un tel circuit est indiqué sur la figure 4.

Par ce procédé, un temps considérable est gagné, en étude cette fois. Le nombre de réglages que nécessite, par exemple la réalisation d'un filtre à plusieurs circuits, n'est plus un obstacle : chaque retouche devient immédiatement visible sur la courbe tracée. Et de plus, chaque anomalie, pouvant échapper lors du tracé de la courbe point par point, est immédiatement décelée. La bande passante peut être déterminée immédiatement à l'aide de l'ondemètre.

Conclusion.

Le « Banc d'Essai Dynamique Hyperfréquences » met à la disposition des techniciens, un moyen de travail commode aussi bien pour l'étude que pour la production en série de nombreux circuits et montages utilisés en hyperfréquences.

Les mesures sont simplifiées et même améliorées par un exploration continue des gammes à couvrir. Et, en outre, — avantage précieux — le temps gagné est considérable. On peut dire en quelque sorte, et pour employer un mot à la mode, que c'est l'automation qui entre ainsi dans le domaine des mesures en hyperfréquences.

VIE DE LA SOCIÉTÉ

PÉRIODE DU 1er OCTOBRE AU 15 NOVEMBRE 1956

Réunion du Bureau.

Le Bureau s'est réuni le Vendredi 5 Octobre 1956 sous la Présidence de M. R. RIGAL, Président de la Société des Radioélectriciens.

Etaient Présents : MM. AUBERT, BEURTHERET, CABESSA, P. DEMAN, FLAMBARD, GAUSSOT, LIBOIS, DE MARE, PICAULT.

Etaient Excusés : Général ANGOT, MM. P. BESSON, P. DAVID, LAFFINEUR, LESCHI, MATRAS, RABUTEAU.

Assistait à la Séance : M. F. DU CASTEL (Colloque Propagation).

Au cours de cette Réunion les principaux points suivants ont été examinés :

M. DU CASTEL expose les résultats du Colloque et souligne le nombre élevé de participants, particulièrement des étrangers, compte-tenu de l'extrême spécialisation du sujet.

M. R. RIGAL conclue à la réussite du Colloque, remercie et félicite M. DU CASTEL de ses efforts.

Le Bureau donne son accord pour que la Société des Radioélectriciens consacre un numéro de l'Onde Electrique à la publication de communications présentées au Colloque.

Conférences et Journées d'Etudes.

M. GAUSSOT donne lecture dù programme du dernier trimestre de l'année 1956.

— le 20 Octobre 1956, Conférence de M. GOUDET sur l'« l'emploi de l'électronique en commutation téléphonique ». Une seconde conférence sur le même sujet, avec présentation de matériel, pourrait avoir lieu en Janvier 1957.

— Journée d'études de Grenoble. MM. BERNIER et VOGE rendront compte respectivement des travaux des Congrès « Tubes Hyperfréquences » et « Propagation ». La mise au point du programme complet de cette journée sera faite au cours d'un voyage à Paris de M. BENOIT.

— En Novembre 1956, compte-rendu par MM. VOGE et LEPECHINSKY du Colloque « Propagation ».

— Les 23 et 24 Novembre journées consacrées à l'Evolution de l'Industrie Textile sous l'influence conjuguée de la Mécanique et de l'Electronique. Ces Journées sont organisées à l'initiative de la 8e Section, en collaboration avec la Société Française des Mécaniciens.

— En Décembre 1956, compte-rendu du Congrès « Tubes Hyperfréquences » par M. WARNECKE.

Questions Diverses.

— Le Bureau donne son accord de principe pour le patronage d'un Congrès sur « Les bases physiques de la Télévision en couleurs ».

— M. PICAULT indique que l'U.A.S.I.F. l'a chargé d'annoncer la création de l'A.T.E.N. (Association Technique pour la production et l'utilisation de l'Energie Nucléaire).

— M. PICAULT dépose le projet de statuts du Conseil National des Ingénieurs Français.

— M. PICAULT rend compte de sa mission au Congrès de Dijon (de l'Association Française pour l'Avancement des Sciences).

Réunion du Samedi 20 Octobre 1956.

A l'ordre du Jour de cette Réunion, tenue à l'Amphithéâtre « T » du Conservatoire National des Arts et Métiers, sous la présidence de M. R. RIGAL, Président de la Société des Radioélectriciens, figurait une communication de M. G. GOUDET, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Directeur du Laboratoire Central de Télécommunications sur : « *Quelques données actuelles sur l'emploi de l'électronique en commutation téléphonique* ».

Si l'on examine l'évolution des systèmes de commutation téléphonique on constate une tendance à la simplification des mouvements dans les organes électromécaniques. Dans les réalisations les plus récentes, du type Crossbar, on peut dire qu'on a produit des dispositifs « quasi statiques ». Cette évolution conduit tout naturellement à l'introduction de l'électronique qui rend des services de plus en plus nombreux dans des domaines industriels variés.

Or, un central téléphonique moderne comporte trois catégories essentielles de circuits plus ou moins différenciés : le circuit de parole, le circuit de mémoire et le circuit de commande.

Il est particulièrement difficile d'introduire avec profit l'électronique dans le circuit de parole, compte tenu des exigences très sévères auxquelles doivent satisfaire les points de contact qui permettent la commutation dans ce circuit et des résultats très remarquables obtenus avec les contacts métalliques. C'est pourquoi les premiers efforts des constructeurs ont eu pour objet d'introduire l'électronique dans les circuits de mémoire et de commande. Les problèmes posés sont voisins de ceux que l'on rencontre dans les grandes machines à calculer et dans les usines entièrement automatiques. C'est ainsi que des centraux « semi-électroniques » ont été réalisés. La rapidité des dispositifs électroniques est mise à profit pour réduire le nombre des organes constitutifs.

La réalisation d'un central entièrement électronique est donc maintenant subordonnée à la possibilité de réaliser des contacts électroniques adéquats dans le circuit de parole. Les principaux éléments utilisables à cet effet sont des diodes à gaz ou des dispositifs à semiconducteurs. Dans la première catégorie on cite la diode au néon des Laboratoires Bell, un tube de la Société Philips et une double diode des Standard Telecommunication Laboratories. Dans la seconde catégorie, on indique une diode au silicium du Laboratoire Central de Télécommunications, une diode p-n-p-n au germanium des Federal Telecommunication Laboratories et des transistors symétriques.

Les circuits de parole que l'on peut songer à constituer avec ces éléments appartiennent à deux familles principales. Dans l'une d'elles on utilise les principes classiques de *commutation spatiale* ; dans l'autre, on profite de la rapidité de fonctionnement des organes pour appliquer le principe des dispositifs multiplex à division dans le temps. On peut donc dire qu'il s'agit d'une *commutation temporelle*. L'examen des possibilités pratiques montre que la commutation temporelle ne permettrait pas à elle seule de réaliser un grand central. Elle doit être combinée à la commutation spatiale.

Pour terminer, le conférencier indique les réalisations dont il a eu connaissance par des publications, notamment, un autocommutateur multiplex à 100 lignes du Laboratoire Central de Télécommunications, un autocommutateur multiplex à 99 lignes de l'Administration Britannique des P.T.T., un autocommutateur à 10 lignes des Laboratoires Philips et un autocommutateur à 100 lignes de la Compagnie Stromberg-Carlson. Il mentionne également les travaux en cours aux Laboratoires Bell qui ont annoncé pour le printemps 1958 la mise en service d'un central de 2 000 lignes. Il signale enfin qu'un autocommutateur à 20 lignes, réalisé par LCT pour la Marine Nationale, fera l'objet d'une prochaine conférence.

Activité des Sections

Première Section « Etudes Générales ».

« Le Groupe de Mathématiques appliquées à la Radioélectricité » de la Ire Section avait organisé le 30 Octobre 1956, sous la présidence de M. l'Ingénieur Général ANGOT, une réunion à l'ordre du jour de laquelle figuraient :

1° Un exposé de M. Jean LOISEAU sur : « *La physique mathématique et la représentation de l'espace* ».

Le but de l'auteur était de montrer que, pour les applications physiques, il n'est possible que d'utiliser une représentation de l'espace physique sur un espace à quatre dimensions euclidien, avec une vitesse de la lumière constante. Cet espace est l'image d'un espace à quatre dimensions non euclidien qui correspond à l'espace physique.

Cette démonstration est basée sur les travaux d'Elie Cartan (théorie des espaces de Riemann) et sur les travaux antérieurs du conférencier. Elle utilise constamment le calcul différentiel extérieur.

2° Un exposé de M. Louis ROBIN sur : « *Les relations entre les fonctions associées de Legendre et celles de Gegenbauer des deux espèces* ».

Par des raisonnements et calculs simples le Conférencier montre comment l'équation différentielle de Gegenbauer se ramène à l'équation associée de Legendre. Les fonctions de Gegenbauer des deux espèces peuvent être définies de façon qu'il y ait correspondance biunivoque entre elles d'une part et les fonctions associées de Legendre d'autre part. A toute propriété des fonctions associées de Legendre correspond alors une propriété des fonctions de Gegenbauer et réciproquement.

Deuxième Section « Matériel Radioélectrique ».

Réunion du 22 Octobre 1956.

A l'ordre du Jour de cette Réunion, présidée par M. P. LIZON, figurait une communication de MM. R. LEPRINCE-RINGUET, Ingénieur à la Société Stéafix et H. MOORE, Chef du Département Vibrateurs de la Firme Goodmans sur :

« *Les vibrateurs électrodynamiques pour l'essai en vibration de pièces détachées ou de matériels* ».

Il est d'abord rappelé que l'étude des efforts mécaniques appliqués aux pièces ou aux ensembles à fait tout d'abord appel à des tables vibrantes mécaniques dont la limite d'utilisation est de 55 Hertz.

Etant donné que la plupart des efforts mécaniques appliqués aux équipements correspondent à des fréquences plus élevées, il a été nécessaire de recourir à des vibrateurs mettant à profit un dispositif d'entraînement identique à celui du cône du haut parleur électrodynamique.

Après avoir rappelé l'analogie entre les grandeurs mécaniques et électriques, le conférencier précise les caractères de ce type de vibrateur qui procure aux pièces une accélération constante lorsque la bobine est alimentée à courant constant.

Les deux utilisations du vibrateur sont alors examinées :

— L'une destinée aux essais de fatigue et pour laquelle il est possible d'utiliser soit la période propre de résonance de l'équipage mobile du vibrateur soit une autre période obtenue par modification de la souplesse de l'élément support de la bobine mobile.

— L'autre destinée à examiner le comportement d'une pièce en fonction de la fréquence de vibration.

Lors d'une exploration en fréquence au voisinage de la fréquence de résonance il est possible, en utilisant les propriétés des circuits couplés, d'augmenter mécaniquement l'accélération communiquée au matériel en essai au voisinage de la fréquence de résonance. Le conférencier décrit la méthode utilisée par la S.O.P.E.M.E.A.

Un modèle de vibrateur est ensuite expérimenté. Différentes pièces subissent une exploration en fréquence : relais, circuit imprimé, tube. Les modes de vibrations d'une règle en plexiglass sont également mises en évidence.

A l'issue de la conférence l'auditoire a posé, entre autres, les questions suivantes au conférencier :

— Stabilité en fréquence du générateur de courant lors d'un essai fatigue utilisant la période propre de résonance de l'appareil.

— Masse du support du vibrateur par rapport à la masse de l'appareil en essai ;

— Contrôle de l'amplitude de la vibration ;

— Poids maximum supporté pour un modèle donné de vibrateur ;

— Détermination de la fréquence de résonance d'une machine scellée au sol.

Neuvième Section « Electronique Nucléaire ».

Réunion du 8 Novembre 1956.

A l'ordre du Jour de cette séance commune avec la Société Française des Electriciens, figuraient les communications suivantes :

M. PASCAL : « *La pile de production de Marcoule G1* ».

M. A. ERTAUD : « *Système de Contrôle de Commande et de Sécurité du Réacteur G1* ».

M. LIGNIÈRES : « *Les Installations Electromécaniques de G1* ».

Analyse d'ouvrage.

Ondes centimétriques : Lignes, Circuits, Antennes, par G. GOUDET, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications et P. CHAVANCE, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique.

Un volume de 422 pages. Editions Chiron, 40, rue de Seine. Paris.

Voici un ouvrage que l'on pourrait assez justement qualifier « de niveau moyen », qui sera également apprécié par les jeunes ingénieurs et par les étudiants possédant des connaissances mathématiques sensiblement du niveau de la licence, et qui désirent aborder le domaine des ondes radioélectriques, dites « centimétriques », où règnent les guides d'ondes, les cavités résonnantes, etc... D'une part en effet, il est suffisamment complet et détaillé pour fournir une excellente vue d'ensemble, d'autre part, et à l'exception de quelques pages dont le texte peut, à une première lecture, ne pas être approfondi, il sera parcouru aisément, enfin, les auteurs, malgré la difficulté du sujet, ont su résister à l'attrait de ces explications qui ne donnent que l'illusion d'avoir compris, et qui sont si fréquentes en radioélectricité. C'est aussi l'ouvrage idéal pour les ingénieurs sortis d'une Grande Ecole depuis cinq à dix ans, par exemple, qui n'ont pas perdu l'habitude des raisonnements mathématiques, et qui désirent étendre leurs connaissances dans un domaine que n'abordaient pas, à l'époque, les cours qui leur ont été professés. Par contre, il conviendrait moins à la moyenne des ingénieurs plus anciens, ayant terminé leurs études depuis 25 à 30 ans, et qui, s'ils veulent connaître les ondes centimétriques, rechercheront plutôt une étude de « bonne vulgarisation ».

La qualité principale de ce Traité est sans doute l'équilibre : équilibre entre les parties théorique et les parties expérimentales — équilibre entre les théories mathématiques et les explications faisant apparaître le sens physique des phénomènes — équilibre entre les principes de caractère général et la description des applications.

Les auteurs ont utilisé le système d'unités MKS (système Giorgi) sous sa forme rationalisée, et un tableau particulièrement clair, placé au début de l'ouvrage, montre la correspondance des unités avec celles des systèmes CGS Electromagnétique et Electrostatique. Ils n'ont pas hésité à rappeler un certain nombre de notions fondamentales, que le lecteur a pu oublier, et ils ont disposé ces rappels aux moments où, dans l'étude progressive des questions traitées, ils deviennent utiles. C'est ainsi qu'au début, figure un résumé des grandes lois de l'Electromagnétisme et des équations de Maxwell ; avant l'étude des multipôles, se trouvent des éléments de calcul matriciel nécessaires à la bonne compréhension de leur théorie mathématique, etc...

L'ouvrage est divisé en trois grandes parties : la première traite des lignes de transmission pour ondes centimétriques c'est-à-dire, principalement, des guides d'ondes. Après le rappel des lois générales auxquelles il a été fait allusion ci-dessus, on aborde l'étude du guide d'ondes rectangulaire le plus commun, parcouru par l'onde $TE_{0,1}$, et des croquis en perspective, particulièrement clairs, conduisent à une excellente interprétation des phénomènes. On passe ensuite à l'étude des autres types d'ondes guidées, à celle des guides de section circulaire, et aux dispositifs plus complexes en *U* et en *H*. Bien que moins utilisées pour les ondes

dont il s'agit, les lignes coaxiales et les lignes bifilaires (lignes de Lecher) ne sont pas oubliées.

La seconde partie développe l'examen des circuits associés aux guides d'ondes. Elle commence par l'étude du dipôle et de son adaptation à une ligne, ce qui donne l'occasion de passer en revue les divers dispositifs de terminaison, avec ou sans réflexion. Elle aborde ensuite le problème des quadripôles et des multipôles en présentant, après chaque exposé théorique, un grand nombre d'applications, illustrées par des croquis. Les cavités résonnantes, avec ou sans pertes, sont étudiées, ainsi que les divers procédés à mettre en œuvre pour les exciter, et les dispositifs qu'elles permettent de réaliser (ondemètres, boîtes à échos, etc...).

Enfin, la troisième partie traite des antennes et commence par un rappel de leurs propriétés générales, pour passer ensuite rapidement au cas particulier des antennes utilisées en ondes centimétriques : cornets, réseaux d'antennes filiformes, antennes à réflecteurs, antennes diélectriques, etc... A cette occasion, les principes et les équations du radar sont rappelés, et l'ouvrage se termine par la description d'un grand nombre d'antennes de types variés, utilisées, soit dans des radars, soit dans des installations de faisceaux hertziens.

La partie la moins intéressante de l'ouvrage n'est certes pas l'ensemble des énoncés de problèmes techniques, qui figurent à la fin de chaque chapitre, et dont la difficulté est indiquée par un certain nombre d'astérisques. C'est là, pour le domaine en question, une addition fréquente à l'étranger, mais assez nouvelle en France, et qui rendra les plus grands services aux ingénieurs et aux étudiants, qui pourront vérifier s'ils ont bien assimilé les principes développés, et qui sera également appréciée des Professeurs des Grandes Ecoles spécialisées, et des Chefs de Travaux qui y puiseront des idées nombreuses et variées, et des sujets d'exercices.

De quel prix inestimable serait d'ailleurs la publication d'un second ouvrage, dans lequel on trouverait les solutions des divers problèmes posés, certaines étant développées à fond, et d'autres pouvant être simplement esquissées, en se bornant à donner la marche du raisonnement et les phases successives du calcul, ainsi que les résultats à obtenir, permettant à chacun de vérifier l'exactitude de sa solution. C'est un point sur lequel on ne saurait trop attirer l'attention des auteurs.

On soulignera enfin la qualité de l'édition : choix du papier et des caractères, clarté des figures, reliure... tout concourt à faciliter la tâche du lecteur.

P.B.

Nouveaux Membres

MM.	présentés par MM.
Barroux Luce, Maxime, Roland, Ingénieur Général des Télécommunications en disponibilité à la Cie Française Thomson-Houston	Matras. Testemale.
Barthalon, Frédéric, Docteur en Droit, Chef du Personnel à la Compagnie Générale de T.S.F.	Ponte. Aubert.
Bellamy Pierre, élève à l'Ecole Supérieure Physique et Chimie Industrielle et à l'Ecole Centrale de T.S.F.	Folliot. Laurent.
Berger Charles, Henry, Ingénieur autodidacte à la Compagnie Française Thomson-Houston	Dawson. Gouttière.
Berthier Jean, Louis, Léon, Ingénieur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electronique de Grenoble	Moussiegt. J. Munier.
Bertholon Jean-Claude, Ingénieur Radio E.S.E.	Gaussot. Mme Huter.
Beurtheret Philippe, Claude, Albert, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	Beurtheret. Quinet.
Bidault Michel, Jean, Ingénieur A. et M., élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot. Roux.
Brunot André, Paul, Ingénieur de l'Ecole Spéciale de Mécanique et d'Electricité, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot. Paris E.
Charlin Jacques, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris	Beurtheret. Quinet.
Chipaux Claude, René, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot. Duchet.
Civadier Pierre, Eugène, Agent Technique Electronicien à la Cie Française Thomson-Houston	Dawson. Druesnes.
Colyn Roland, François, Jean, Ingénieur E.G.C. (Ecole du Génie Civil) à la Société Sirelec	Pun. Bardina.
Compagnie du Canal de Suez (Service Technique)	R. Rigal. Flambard.
Compayre Henri, élève des Télécommunications de l'Ecole de l'Air	Richter. Bentejac.
Da Pierre, Joseph, Jacques, Ingénieur de l'Ecole Spéciale de Mécanique et d'Electricité aux « Ateliers Da et Duthilh »	Duthilh. Odier.
Dahan José, Ingénieur Commercial	Beurtheret. Delvaux.
Dardenne Jean, Ingénieur de l'Institut Industriel du Nord, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Paris. Duchet.
Dubois-Violette Pierre, Louis, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Bordeaux.	Cau. Moulon.
Ducrotoy Robert, Licencié ès-Sciences, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Paris. Duchet.
Dupont Roger, Sous-Ingénieur aux Laboratoires Derveaux	Ducourtioux. Tourt.
Durand Maurice, André, Louis, Pierre, élève des Télécommunications de l'Ecole de l'Air	Richter. Matras.
Eckart Gottfried, Professeur d'Electrotechnique à l'Université de la Sarre	Guillien. Kahan.
Flachs, Ingénieur de l'Ecole Spéciale de Mécanique et d'Electricité	Charles D. Matras.
Gerosa Giorgio, Ingénieur Electricien	Boella. Matras.
Gobin Raymond, Raoul, René, Agent Technique à l'O.N.E.R.A.	Gaudfernau. Boivinet.
Gourland Serge, Ingénieur des Arts et Manufactures au Laboratoire C.H.F. de la Société Nouvelle de l'Outillage R.B.V. et de la Radio-Industrie	Sirel. Letellier.
Hautcoeur Robert, Luc, Ingénieur à la Radiodiffusion Télévision Française	Giraud. Gendre.
Honorat René, Albert, Agent Technique aux Laboratoires R. Derveaux	Cosson. Belpomme.
Juillerat Rémy, Licencié ès-Sciences, Ingénieur E.S.E. à la Société Nouvelle de l'Outillage R.B.V. et de la Radio-Industrie	Weill. Sourbieu.
Klotz Pierre, Jacques	Niogret. Pierron.
Lamy de la Chapelle Jean, Ingénieur des Postes et Télécommunications de la France d'Outremer	de Pellegars. R. Rigal.
Lebeau Marc, Agent Technique électronicien à la Cie Française Thomson-Houston	Guéronnet. Boyer.

MM.	présentés par MM.
Le Polles Yves, Ingénieur Civil des Ponts et Chaussées, Chef du Personnel Inter Usines à la Cie Générale de T.S.F.	Ponte. Aubert.
Levy-Lecornue André, Alexandre, Ingénieur E.S.E., Ingénieur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Aéronautique au Groupe électronique de la Cie Française Thomson-Houston	Colombo. Frigot.
Loyen Roger, Jean, Louis, Licencié ès-Siences, Ingénieur E.S.E. à la Société d'Electronique et d'Automatisme	Heinisch. Arouette.
Maillart Daniel, Albert, Henri, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot. Duchet.
Martin Louis, Edouard, Ancien élève de l'Ecole Polytechnique, Directeur Technique pour l'Europe Metro Goldwyn Mayer	Gudefin. Johnson.
Megy Jean, Marie, Paul, Ingénieur Civil des Mines au Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay (Service des Constructions Electriques)	Surdin. Labeyrie.
Meudec Jean, élève des télécommunications de l'Ecole de l'Air	Buron. Debargue.
Mielle Roger, élève à l'Ecole Supérieure de Physique et Chimie Industrielle et à l'Ecole Centrale de T.S.F.	Folliot. Laurent.
Mitaine Jean, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot. Paris.
Moreau Albert, élève à l'Université de Grenoble, Laboratoire de Haute Fréquence	Benoit. Moussiegt.
Morel Bernard, élève à l'Université de Grenoble, Laboratoire de Haute Fréquence	Benoit. Moussiegt.
Mostade Georges, Ingénieur des Travaux des Télécommunications Aériennes	Padovani. Giraud.
Pellerin Jacques, Ingénieur autodidacte à la Cie Française Thomson-Houston	Iltis. Michaud.
Pelletier Edmond, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot. Mme Huter.
Peuch Robert, Préparateur au Laboratoire Radio Radar du Ministère de la Marine	P. David. Fromy.
Pignard Jean, Joseph, Ingénieur A. et M. élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot. Paris.
Poyen Jacques, Ingénieur E.S.E., Licencié ès-Sciences	Besson. R. Rigal.
Pradier Roland, Louis, Ingénieur Mécanicien Electricien de l'Ecole Spéciale de Travaux Publics, Agent Technique à la Société Française Radioélectrique	Chaste. Abadie.
Roux René, Jean	Vinokur. Gaussot.
Sabbadini Vladimiro, Docteur Ingénieur (électricien)	A. Marino. Matras.
Sajous Jean-Claude, Ingénieur de l'Ecole Navale, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Mme Huter. Duchet.
de Silvestre Hubert, Agent Technique à la Cie Française Thomson-Houston	Boyer. Guéronnet.
Simon Gaston, Ingénieur Radio E.S.E.	Gaussot. Hutteau.
Speth Jean, Ingénieur de l'Ecole Polytechnique de Zurich à la Cie des Machines Bull	Leclerc. Plommet.
Symaniec Léonidas, Agent Technique à la Société Française Radioélectrique	Touraine. Allaire.
Tanasescu Tudor, Docteur-Ingénieur, Professeur, Membre de l'Académie Roumaine	Kéraly. Matras.
Tong Mathias, Yuan-Hong, élève à l'Institut de Grenoble	Benoit. Moussiegt.
Vasseur Bernard, élève au Conservatoire National des Arts et Métiers, Agent Technique à la Cie Française Thomson-Houston	Bertrand. Hamard.
Vaugeois Claude, Michel, Pierre, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	Gaussot. Paris.
Wallauschek Richard, Robert, Professeur, Chef de la Division Electronique du « Centro Tecnico de Aéronautica »	Goudet. Picquendar.
Arger Pierre, André, Ingénieur de l'Ecole Spéciale de Mécanique et d'Electricité au Laboratoire d'Electronique et de Physique appliquées	Astor. Cayzac.
Audic Bernard, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	R. Rigal. Goudet.
Barthez Jean, Michel, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	R. Rigal. Goudet.
Biet Jean-Pierre, Yves, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	R. Rigal. Goudet.
Borgne Roland, élève à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications	R. Rigal. Goudet.
Bosseur Marcel, Ingénieur de l'Ecole Spéciale de Mécanique et d'Electricité à la Société Nationale de Constructions Aéronautiques du Nord	Bataille. Cosson.

Informations

Prix Général Ferrié

Ce prix annuel de 100 000 *Francs* est destiné à encourager de jeunes français de 35 ans au plus, qui auront effectué un travail susceptible d'intéresser particulièrement le développement de la Radioélectricité.

Les candidats doivent avoir accompli leur service dans l'Arme des Transmissions ou faire partie des services de Transmissions de la Défense Nationale.

La réception des travaux se termine le 31 décembre de chaque année. Pour tous renseignements s'adresser au Comité National Ferrié, 23, rue de Lubeck, Paris (16e).

DEMANDE D'EMPLOI

Jeune Licencié ès-Sciences (Université de Paris) recherche Laboratoire pour effectuer recherches ou développements en relation avec la spectroscopie en microondes ou les oscillateurs à faisceaux moléculaires.

Il serait très intéressé par la réalisation d'une horloge atomique du type oscillateur quantique à Cœsium ou à ammoniac (M.A.S.E.R.).

Young physict with Science degree (Paris'University) look for Laboratory to carry out research or development in connection with microwave spectroscopy or Molecular beam oscillators.

He will be very interest a quantic oscillator with coesium or ammonia (M.A.S.E.R.).

— Ecrire à la Société des Radioélectriciens qui transmettra.

MAR 6 1957
Library
Laboratories
Bureau of Standards
Boulder, Colorado

L'ONDE ÉLECTRIQUE

36e ANNÉE - No 357
DÉCEMBRE 1956
PRIX : 300 FRANCS

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6e

Photo-multiplicateurs « DARIO » de LA RADIO-TECHNIQUE, plus particulièrement étudiés pour le comptage de scintillations (grandeur nature)

DANS CE NUMÉRO

Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire, P. LAPOSTOLLE — Accélérateurs de particules. Les grands synchrotrons à protons, P. LAPOSTOLLE — Récepteur de télévision en ondes métriques, V. BIGGI — Propriétés des feuilles très minces de glucinium, M. AUPHAN - Méthode d'analogie rhéoélectrique, L. MALA-

Ag. PUBLEDITEC-DOMENACH

PREMIER ENGIN *téléguidé* FRANÇAIS

ARSENAL 5501

S. F. E. C. M. A. S

...télécommandé et localisé
par dispositif
DERVEAUX
a été réalisé pour
la partie
"Electronique"
par les

LABORATOIRES

R. DERVEAUX

SPÉCIALISTES EN TÉLÉCOMMANDE, LOCALISATION, TÉLÉMESURE AUTOGUIDAGE, etc...

USINES & LABORATOIRES : BEZONS - BOULOGNE-SUR-SEINE - PARIS - VILLACOUBLAY

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Électrique : R. Domenach, 161, Bd St-Germain, Paris 6e — Tél. LIT. 79-53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

Vol. XXXVI **DÉCEMBRE 1956** **N° 357**

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6e. — C.C.P. Paris 53-35

Abonnements 1 an : France : 3.000 F ; Etranger : 3.300 F — Prix de ce N° : 300 F

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, PARIS-6e. Tél. LIT. 79-53

SOMMAIRE

		Pages
L'Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire	P. Lapostolle	1027
Les accélérateurs de particules. Les grands synchrotrons à protons	P. Lapostolle	1031
Le récepteur de télévision en ondes métriques	V. Bigg	1041
Le procédé Asmodulor, une nouvelle technique de montage pour appareils électroniques	L. Paternault	1031
Propriétés des feuilles très minces de glucinium	M. Auphan	1040
La méthode d'analogie rhéoélectrique : ses possibilités, ses tendances	L. Malavard	1046
Note d'information : La conservation des denrées périssables par irradiation	P. Vidal, A. Godard, L. Rousset	1053
Vie de la Société		1056
Informations techniques		1064
Table des matières du volume XXXVI		1069

Sur notre couverture :

Trois types de photomultiplicateurs réalisés par la Société LA RADIOTECHNIQUE pour le comptage de scintillations. Photocathode plane semi-transparente sensible dans le bleu. Diamètres utiles : 25, 32 et 44 mm.

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans l'Onde Electrique *n'engagent que leurs auteurs.*

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine). — Tél. ALÉSIA 04-16 — C.C.P Paris 697-38

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T.S.F.

J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie e. r.

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947)

Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, Prix Nobel de Physique.

MEMBRES D'HONNEUR

Sir Edward APPLETON, Principal and Vice-Chancellor of Edinburgh University.

MM. Eugène DARMOIS, Membre de l'Institut.

Gaston DUPOUY, Membre de l'Institut, Directeur du C.N.R.S.

MM. Frédéric JOLIOT-CURIE, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Physique.

Louis LEPRINCE RINGUET, Membre de l'Institut.

Francis PERRIN, Membre de l'Institut, Haut-Commissaire à l'Energie Atomique.

Charles MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

		MM.
1922		M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923	†	H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924	†	R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925	†	J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T.T.
1926		E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927	†	Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928		Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929	†	L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930		Ed. BELIN, Ingénieur.
1931		C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932		P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933	†	L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934		Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
1935	†	R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936	†	R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937	†	F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès Sciences.
1938		P. FRANCK, Ingénieur Général de l'Air.
1939	†	J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940	†	H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945		L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946		R. P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947		R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.
1948		Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949		M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950		P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951		Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion-Télévision Française.
1952		J. de MARE, Ingénieur Conseil.
1953		P. DAVID, Ingénieur en Chef à la Marine.
1954		G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».
1955		H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1956)

M. R. RIGAL, Ingénieur Général des Télécommunications.

Président désigné pour 1957

M. R. AUBERT, Directeur Général technique de la C.S.F. et S.F.R.

Vice-Présidents :

MM. A. ANGOT, Ingénieur militaire général, Directeur de la Section d'Etudes et de Fabrications des Télécommunications.

C. BEURTHERET, Ingénieur en Chef à la C.F.T.H.

M. LAFFINEUR, Directeur à l'Institut d'Astrophysique de Paris.

Secrétaire Général :

M. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

L. J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier :

M. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L.M.T.

Secrétaires :

MM. J. M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

P. DEMAN, Ingénieur des Télécommunications.

B. GAUSSOT, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.

Comité de Rédaction de l'ONDE ÉLECTRIQUE

Président : M. P. ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Rédacteur en Chef : M. L. J. LIBOIS, Ingénieur des Télécommunications.

WRH

SECTIONS D'ÉTUDES ET GROUPES RÉGIONAUX

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Général ANGOT.	M. TOUTAN.
2	Matériel radioélectr.	M. LIZON	M. GAMET.
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MERCIER.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. WARNECKE.	M. CHARLES.
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR
7	Documentation.	M. CAHEN.	Mme ANGEL.
8	Electronique appliq.	M. RAYMOND.	M. LARGUIER.
9	Electronique Nucléaire.	M. SURDIN.	M. LABEYRIE.
10	Formation du Personnel Technique.	M. BEURTHERET	M. GILABERT.

Les demandes pour participation aux travaux des Sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE D'ALGER

Président. — M. H. CORBERY, Ingénieur en Chef à l'Electricité et Gaz d'Algérie.

Secrétaire. — M. P. CACHON, Assistant à la Faculté des Sciences d'Alger.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Assistant à l'E. N. S. E. M.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. P. DESTRAY, Directeur de l'École de Radioélectricité de la Chambre de Commerce de Marseille.

Vice-Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C. N. R. S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

CONSEIL DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

MM. J. ICOLE, Ingénieur en chef des Télécommunications, Chef du Département Faisceaux-Hertziens, Direction des Lignes Souterraines à Grande Distance.
J. LOCHARD, Lieutenant Colonel, Chef des Services Techniques du Groupe de Contrôle Radioélectrique.
N'GUYEN THIEN CHI, Chef de Département à la Cie Gle de T.S.F., Ingénieur-Conseil Cie Industrielle des Métaux électroniques.
† G. POTIER, Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique »
P. RIVÈRE, Chef du Service « Multiplex » de la Sté Française Radioélectrique.
M. SOLLIMA, Directeur du Groupe Electronique de la Cie Française Thomson-Houston.
H. TESTEMALE, Ingénieur des Télécommunications.
A. VIOLET, Chef de Groupe à la Sté « Le Matériel Téléphonique »
J. BLOEMSMA, Ingénieur Radio E.S.E.
A. CHARLES, Général du C.R., Conseiller technique à la Société Kodak-Pathé.
A. DIDIER, Professeur au C. N. A. M.
MM. G. GOUDET, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
M.D. INDJOUDJIAN, Ingénieur des Télécommunications, chargé du Département Télécommande du C.N.E.T.
P. MANDEL, Ingénieur en Chef à la Société Nouvelle de l'outillage R B V et de La Radio-Industrie.
A. PAGES, Ingénieur à la Compagnie Générale de T.S.F.
H. TANTER, Ingénieur au L.C.T.
P. ANDRIEUX, Ingénieur des Télécommunications.
Mario BOELLA, Professeur au Politecnico de Turin.
R. CHARLET, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.
F. GALLET, Ingénieur des Télécommunications à la R.T.F.
M. JEAN, Directeur du « Groupe Electronique » de la C.F.T.H.
NOZIÈRES, Directeur des « Tubes Electroniques » à la Sté La Radiotechnique.
P. M. PRACHE, Directeur des Recherches à la Sté L.T.T.
J. WEILL, Ingénieur-Docteur au C.E.A.

COMMISSAIRES AUX COMPTES

MM. A. DAUPHIN, Chef de Service au L.C.I.E.
J.L STEINBERG, Maître de Recherches au C.N.R.S.
L. de VALROGER, Directeur du Département Radar-Hyperfréquences de la C.F.T.H.

EXTRAIT DES STATUTS

. . . . . .

La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;

2° Etre agréé par le Bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui aura pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives une cotisation de 15 000 francs pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires verseront une cotisation de 5 000 francs seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation annuelle fixée comme suit :

Particuliers.... 1 600 F.

Sociétés ou Collectivités

10 000 ... au gré de la
25 000 ... Société ou
ou 50 000 ... Collectivité

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle moyennant le versement d'une somme égale à dix fois cette cotisation.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études en France, pourront bénéficier, sur leur demande, d'une cotisation ramenée à 800 F. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

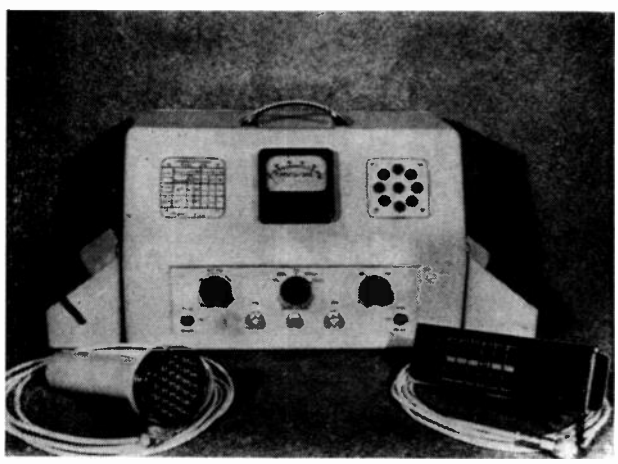
INFORMATIONS TECHNIQUES

Intégrateur portatif alpha bêta I.P.A.B. 100

L'I.P.A.B. 100 est un appareil « de santé » destiné au contrôle de la contamination alpha, bêta et gamma des surfaces telles que paillasses, murs, verreries, vêtements, etc...

Deux sondes de détection sont reliées chacune au corps de l'appareil par un câble de 3,50 mètres qui transmet les impulsions. Ces câbles assurent également l'alimentation en haute tension du photomultiplicateur ou des compteurs de Geiger-Müller.

Une troisième sonde de détection dite « bec de canard » est destinée au contrôle de l'activité dans les béchers.



L'activité détectée est lue sur un microampèremètre étalonné en chocs par seconde et comportant 2 gammes de lecture : 0 - 10, 0 - 100, chocs par seconde. Un haut parleur donne une indication audible de la radioactivité.

Sonde alpha : elle se compose de

— un photomultiplicateur 51 AVP, diamètre de photocathode 32 mm dont la sensibilité anodique est au moins égale à 60 A/lumen.

— un scintillateur constitué par un dépôt de sulfure de zinc activé à l'argent, sur plexiglas. Il a une surface utile de 33 cm² et son rendement est de 30 %* environ pour des rayons α de l'uranium naturel.

La sonde dite « bec de canard » a un scintillateur dont la superficie utile est de 2 cm². Son diamètre hors tout est de 25 mm sur une longueur de 120 mm.

Sonde bêta : elle est constituée par 2 compteurs de Geiger-Müller du type Halogène, 3 B 17 L.C.T. (licence C.E.A.) placés dans un boîtier à fenêtre ayant une surface de 50 cm² environ. L'épaisseur de la paroi des compteurs est de 50 mg/cm².

Un écran amovible en acier inoxydable permet d'effectuer soit un comptage en gamma seuls (en présence de bêta d'énergie $\leqslant$ 2 MeV), soit en bêta + gamma'

Dimensions : 62 × 21 × 27 cm,

Poids : 15 kg environ,

Alimentation : 127 volts, 50 Hz, 70 watts'

Un appareil de modèle légèrement différent (comportant en particulier une sensibilité supplémentaire 0-1 000 Hz) dénommé IPAB-200 est actuellement en cours de fabrication sous licence C.E.A. par la Société NARDEUX à Loches (Indre-et-Loire).

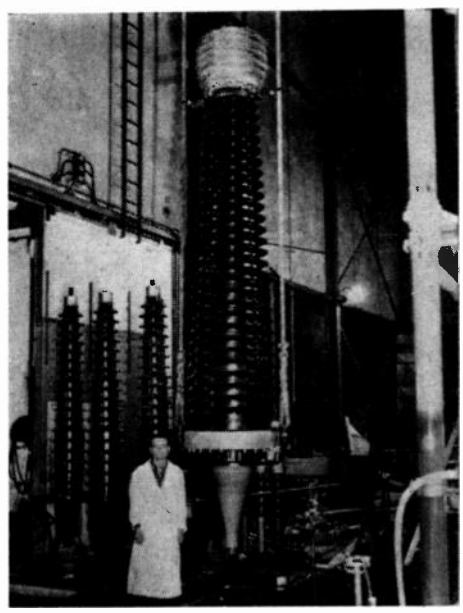
Il a été étudié par le Service des Constructions Electriques du Commissariat à l'Energie Atomique (Saclay), Section d'Electronique Physique, VER. 54-84 poste 25-42.

* C'est-à-dire qu'il compte 30 % des rayons α émis dans l'angle 2 π par une surface plane étendue.

Traversée de courant à 420 000 volts.

En vue de la mise en place de son réseau de transport d'énergie à la tension de 420 000 volts, l'Electricité de France a passé commande d'autotransformateurs de grande puissance 250/420 kilovolts, aux grands constructeurs français de matériel électrique, ALSTHOM, C.E.M., JEUMONT, S.W., SAVOISIENNE.

Le raccordement côté 420 kV de l'autotransformateur à la ligne, posait un problème particulièrement important et délicat. L'Electricité de France a retenu la traversée-condensateur, extra-courte (licence MICAFIL) du type sec, proposée par les Ets FIBRE et MICA de la Société NORMACEM, dont quelques exemplaires à 420 kV ont déjà été réalisés'.



Utilisation des effets magnétorésistifs de l'antimoniure d'indium

Un article publié dans la revue « Electrical Manufacturing » (« La magnétorésistance — Un nouvel instrument pour le contrôle des circuits électriques » H.K. Willardson et A.C. Beer, janvier 1956), rappelle les développements intéressants auxquels a conduit, au cours de ces dernières années, l'étude des propriétés électriques des composés intermétalliques. Une découverte importante dans ce domaine est le fait que l'antimoniure d'indium peut être utilisé pour produire des éléments magnétorésistifs très sensibles aux variations des champs magnétiques qui leur sont appliqués.

De nouvelles possibilités d'applications sont offertes à l'antimoniure d'indium, particulièrement dans les circuits de contrôle. C'est ainsi que l'obtention d'effets magnétorésistifs exceptionnellement élevés permet de produire des potentiomètres sans contact mobile. Parmi d'autres applications, relevons les convertisseurs courant continu-courant alternatif dénués d'organes mécaniques, les modulateurs de courant, les redresseurs, les traducteurs, les stabilisateurs de courant et de tension, ainsi que de nombreux autres éléments à résistance non linéaire. L'une des possibilités que l'on peut également envisager est la production commerciale d'amplificateurs galvanomagnétiques de gain élevé et à faible bruit. On a utilisé jusqu'à présent pour la construction de ces amplificateurs des éléments au bismuth qui ont un gain de puissance de 10 à 30 dB à basse température. Le principe du fonctionnement de l'élément magnétorésistif et les propriétés physiques de l'antimoniure d'indium, avec lequel on a observé les effets magnétorésistifs les plus élevés, sont décrits et suivis de la description de divers mécanismes magnétorésistifs.

WRH

RÉSUMÉS DES ARTICLES

LES ACCÉLÉRATEURS DE PARTICULES — LES GRANDS SYNCHROTRONS A PROTONS, par P. LAPOSTOLLE, *CERN (Genève)*. Onde Electrique de décembre 1956 (pages 1011 à 1020).

Après avoir brièvement rappelé le rôle des accélérateurs de particules dans le développement de la physique nucléaire, on examine successivement les divers types d'appareils qui ont été construits jusqu'à ce jour. Pour la description des principes des divers accélérateurs, l'ordre chronologique a été sensiblement respecté ; tout en indiquant les réalisations actuelles auxquelles ces principes ont conduit, on s'est efforcé de montrer la progression logique des inventions qui ont récemment permis la construction des machines les plus modernes, les grands synchrotrons à protons.

LE PROCÉDÉ « ASMODULOR », par L. PATERNAULT, *Ingénieur à la Compagnie Industrielle des Téléphones*. Onde Electrique de décembre 1956 (pages 1031 à 1039).

Les appareils électroniques peuvent presque toujours être décomposés en « étages » constituant chacun un ensemble homogène : cette constitution est à l'origine du procédé « ASMODULOR » qui permet de réaliser un appareil électronique par assemblage d'éléments mécaniquement identiques supportant les pièces détachées.

L'appareil ainsi construit est d'un prix de revient abaissé en raison de la mécanisation de la fabrication et de la faible qualification de la main-d'œuvre utilisée, et il supporte mieux que le matériel classique les essais mécaniques : de larges développements de ce procédé sont à prévoir particulièrement dans les domaines militaires et aéronautiques.

L'article décrit en détail le procédé indiqué, ses possibilités d'emploi, et donne quelques indications sur les pièces détachées spéciales.

LE RÉCEPTEUR DE TÉLÉVISION EN ONDES MÉTRIQUES, par V. BIGGI, *Ingénieur au Centre de Recherches de la Cie Gle de T.S.F.* Onde Electrique de décembre 1956 (pages 1021 à 1030).

L'auteur étudie la réalisation d'un récepteur destiné à assurer, même à grande distance, la réception directe du signal de télévision rayonné en ondes métriques par un émetteur principal. La qualité des signaux (video et son) fournis par le récepteur est telle qu'il est possible de les utiliser pour moduler un émetteur secondaire, dit émetteur satellite.

Après avoir insisté particulièrement sur la réalisation de circuits d'entrée à faible facteur de bruit et sur les conditions de sélectivité imposées par la transmission du signal video en bandes latérales asymétriques, l'auteur propose une solution originale au problème de la commande automatique de gain dans le cas de la modulation positive.

Un exemple d'utilisation du récepteur montre que la réception directe permet de résoudre d'une manière simple le problème du transport d'un signal de télévision en un point où l'on désire le rayonner à nouveau.

PROPRIÉTÉS DES FEUILLES TRÈS MINCES DE GLUCINIUM — LEURS APPLICATIONS A LA MODULATION DE LA LUMIÈRE ET A LA TÉLÉVISION, par H. AUPHAN, Ingénieur aux Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquées. Onde Electrique de décembre 1956 (pages 1040 à 1045).

Il est possible de réaliser par évaporation sous vide des feuilles de glucinium libres sur leurs deux faces d'une épaisseur allant de 200 à 1 000 A.

Pour y parvenir, on fait l'évaporation du glucinium sur un support sublimable qui, après évaporation, laisse la feuille libre. En utilisant des grilles pendant les évaporations, on peut parvenir à certaines structures intéressantes ; en particulier, on peut obtenir une feuille de glucinium tendue parallèlement à un support de verre et à une faible distance de ce dernier, cette distance étant maintenue constante par une série de pièces d'écartements. Si l'on envoie un flux d'électrons sur une telle structure, la feuille est traversée et déformée par les forces électrostatiques engendrées par émission secondaire.

On obtient ainsi un modulateur de lumière pouvant être utilisé en télévision aussi bien en noir et blanc qu'en couleurs.

LA MÉTHODE D'ANALOGIE RHÉOÉLECTRIQUE, SES POSSIBILITÉS ET SES TENDANCES (Fin), par L. MALAVARD, *Professeur à la Faculté des Sciences de Paris*. Onde Electrique de décembre 1956 (pages 1046 à 1052).

Rappel du principe de la méthode d'analogie rhéoélectrique et étude des équations qui régissent la distribution du potentiel dans des conducteurs de nature et forme différentes : les analogies utilisées.

Technique expérimentale et description générale des installations : bassins électriques, modèles, appareillages d'alimentation et de mesures, traceurs automatiques et traceurs de types divers, etc.

Etude de la représentation analogique des différentes conditions aux limites, des singularités et de conditions particulières à certains champs. Analyse des possibilités de résolution d'équations de types divers et aperçu général sur le domaine pratique d'application de la méthode.

Examen de quelques types de machines à calculer rhéoélectriques. Considérations générales sur l'exploitation de la méthode.

SUMMARIES OF THE PAPERS

THE « ASMODULOR » PROCESS, by L. PATERNAULT, *Ingénieur à la Compagnie Industrielle des Téléphones.* Onde Electrique, December 1956 (pages 1031 to 1039).

Electronic apparatus can nearly always be split into a number of homogenous sub assemblies, and this is behind the « ASMODULOR » process which enables an electronic assembly to be realised by an assembly of a number of identical mechanical units carrying the components.

By reason of the mechanised production and small labour cost, this leads to a reduction in price, and it favours mechanised test methods more than conventional type equipment. Big developments in this process are particularly foreseen in the military and aeronautical fields.

The article describes in detail the process, its applications, and gives some information on the special components employed.

PARTICLE ACCELERATORS – LARGE PROTON SYNCHROTRONS, by P. LAPOSTOLLE, *CERN (Geneva).* Onde Electrique, December 1956 (pages 1011 to 1020).

After a brief resume of the role of particle accelerators in nuclear physics, the various types of apparatus which have been constructed up to the present time are successively considered. The principles of the various accelerators are considered in roughly chronological order, and whilst the actual equipments arising from these principles are described, the author has endeavoured to illustrate the logical progress of inventions, which have recently led to the construction of the most modern machines, the large proton synchrotrons.

PROPERTIES OF VERY THIN LEAVES OF GLUCINIUM AND THEIR APPLICATIONS TO THE MODULATION OF LIGHT AND TO TELEVISION, by M. AUPHAN. Ingénieur aux Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliqées. Onde Electrique, December 1956 (pages 1040 to 1045).

By evaporation in vacuum it is possible to obtain leaves of glucinium, with both surfaces free and having a thickness between 200 and 1 000 A.

The process is to deposit the glucinium by evaporation on to a temporary support which can be sublimed, and which, after evaporation, leaves the leaf free. Gratings can be used during evaporation and interesting structures may result ; in particular, a leaf of glucinium can be stretched parallel to a glass support and at a very small distance from it. This distance can be maintained constant by a number of separators. If an electron flux impinges on such a structure, it passes through the leaf, which is deformed by the electrostatic force caused by secondary emission.

In this way a light modulator is obtained which can be used in monochrome or colour television.

TELEVISION RECEIVER FOR METRIC WAVES, by V. BIGGI, *Ingénieur au Centre de Recherches de la Cie Gle de T.S.F.*, Onde Electrique, December 1956 (pages 1021 to 1030).

The author examines the problem of designing a receiver intended for long distance direct reception of a television signal from a main transmitter radiating on metric waves. The quality of the signal given by the receiver, both video and sound, must be good enough to modulate a satellite transmitter.

After having given particular attention to the design of the input circuit in order to give a low noise factor, and to the selectivity requirements imposed by asymmetric sideband reception, the author suggests an original method of automatic gain control for positive modulation.

An application of this method illustrates how direct reception provides a simple means for the transmission of the signal to a point for re-radiation.

THE RHEOELECTRIC ANALOG METHOD. POSSIBILITIES AND TENDENCIES (The end), by L. MALAVARD. *Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.* Onde Electrique, December 1956 (pages 1046 to 1052).

Review of the principles of the rheoelectric analog method and study of the equations governing potential distribution in conductors of different nature and shape — applied analogies.

Experimental technique and general description of equipment : electric tanks, models, power supply and measuring equipment, automatic tracers and tracers of various types, etc..

Study of analog representation of different limit conditions, of particular features in certain fields and of conditions that are particular to those fields.

Analysis of possible methods for solving equations of different types — general survey of practical field of application of the rheoelectric analog method.

Detailed examination of some rheoelectric computers. General considerations on the practical application of the method.

L'ORGANISATION EUROPÉENNE POUR LA RECHERCHE NUCLÉAIRE (CERN)

PAR

P. LAPOSTOLLE

Ingénieur à l'Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire (Genève)

Le 29 septembre 1954, un événement dont la portée a probablement passé inaperçue pour beaucoup s'est produit à Genève : l'Organisation européenne pour la Recherche nucléaire prenait officiellement naissance. Pour la première fois, douze Etats Européens s'engageaient par traité à adhérer à une organisation de recherche nucléaire de caractère purement scientifique ayant pour objet de reculer les limites de la connaissance.

La physique nucléaire et spécialement celle des hautes énergies est une science assez récente ; pour progresser elle demande un équipement et des moyens considérables. Depuis ces dix dernières années surtout les accélérateurs de particules, outils par excellence dans ce domaine, ont pris des proportions gigantesques. Le temps nécessaire à leur construction est très long, et leur prix de revient dépasse de beaucoup les possibilités financières de nombreux états.

Déjà en 1949 M. Louis de Broglie préconisait la création en Europe d'instituts de recherche « régionaux » dans les domaines nécessitant de grands moyens matériels. Mais il fallut attendre le mois de juin 1950 pour que l'UNESCO, sur une suggestion présentée par le professeur américain I. Rabi, donne son accord pour convoquer sous son égide une conférence intergouvernementale chargée d'examiner l'opportunité de créer des laboratoires de type régional. C'est ainsi qu'en 1951, le professeur P. Auger

Fig. 1. — Vue aérienne des travaux en cours sur le chantier du CERN à Meyrin (26 juillet 1956). On voit l'ensemble des bâtimentsdu synchrocyclotron à droite du centre et l'anneau du synchrotron à protons à l'arrière plan, à gauche (Photo aérienne Schmocker, Genève. CERN N° 96)

réunit un groupe de consultants appartenant à huit nations européennes. Deux objectifs sont suggérés lors de cette première réunion : d'une part — à longue échéance — un accélérateur réalisant la performance maximum accessible à la technique contemporaine et, par ailleurs, la construction immédiate d'une machine moins puissante et plus classique destinée à initier à bref délai l'Europe aux pratiques expérimentales en physique des hautes énergies. Ces objectifs purement scientifiques paraissent suffisamment intéressants en eux-mêmes, sans qu'il soit nécessaire d'inclure de programme de pile atomique.

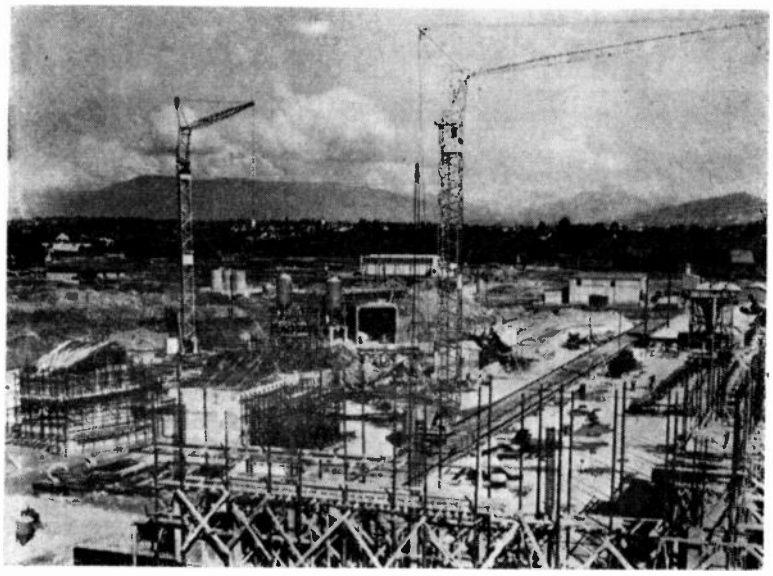


FIG. 2. — Emplacement des salles d'expériences et des laboratoires avec l'anneau du synchrotron à protons à l'arrière plan et les colonnes de béton supportant le dispositif de sortie du faisceau au premier plan (21 mai 1956) (Photographie CERN N° 84).

FIG. 3. — Le transport de la première des deux bobines d'excitation de l'électroaimant du synchro-cyclotron, depuis le hangar à Cointrin, au chantier du CERN à Meyrin (mai 1956). (Photo CERN N° 89).

Ces projets sont examinés par les délégués gouvernementaux officiels convoqués par l'UNESCO à Paris puis à Genève au début de 1952 et aboutissent à l'établissement d'une organisation provisoire, le Conseil européen pour la Recherche nucléaire (CERN) laboratoire de physique nucléaire. Juste à cette époque un nouveau principe voit le jour qui doit permettre la construction d'accélérateurs de particules d'énergie beaucoup plus élevée. Il est immédiatement adopté dans l'établissement du projet

FIG. 4. — Hissage de la bobine d'excitation supérieure de l'électro aimant du synchro-cyclotron au moyen de la grue de 70 tonnes (mai 1956) (Photo CERN N° 86).

Celui-ci tient sa première session en mai 1952. Des groupes d'étude sont rapidement constitués et leur effectif atteint déjà 70 au début de 1953. Ils se réunissent peu à peu à Genève choisie comme siège du futur laboratoire européen.

Ces groupes visent à établir un programme précis et une estimation des frais de construction et de fonctionnement des deux machines proposées et du de la grosse machine. En juillet 1953 ce travail de préparation terminé, une Organisation permanente

(1) L'Organisation a conservé le sigle du Conseil européen pour la Recherche nucléaire : CERN, organisation provisoire.

peut être envisagée pour faire place au Conseil provisoire.

La ratification par douze Etats européens de la Convention établissant cette Organisation permanente doit toutefois durer longtemps et ce n'est qu'en septembre 1954 que l'Organisation européenne pour la Recherche nucléaire prend officiellement naissance (1). Ce temps ne fut, heureusement, par perdu ; les équipes déjà constituées purent poursuivre la mise au point de leurs projets et même un certain nombre de travaux préparatoires, en bénéficiant de prolongations du budget de l'Organisation provisoire.

D'après la Convention pour l'établissement de l'Organisation : le but de l'Organisation est de promouvoir la collaboration entre Etats européens pour les recherches nucléaires de caractère purement scientifique et fondamental, ainsi que pour d'autres recherches en rapport essentiel avec celles-ci ;

- l'organisation s'abstient de toute activité à des fins militaires et les résultats de ses travaux expérimentaux et théoriques sont publiés ou, de toute autre façon, rendus généralement accessibles .

Le programme de base de l'Organisation comporte :

– la construction et le fonctionnement d'un laboratoire international composé principalement de deux accélérateurs pour des recherches sur les particules de hautes énergies.

– l'organisation et l'encouragement de la coopération internationale dans la recherche nucléaire. Cette coopération comprend en particulier :

a) des études théoriques dans le domaine de la physique nucléaire ;

b) l'encouragement de contacts entre chercheurs, la diffusion d'informations et des mesures permettant aux chercheurs d'approfondir leurs connaissances et de compléter leur formation professionnelle ;

c) la collaboration avec les institutions nationales de recherche auxquelles des conseils peuvent être donnés ;

d) des recherches dans le domaine des rayons cosmiques ;

D'après la constitution du CERN, l'exécution de la « Convention pour l'établissement de l'Organisation » incombe à un Conseil composé de deux représentants de chaque Etat Membre.

Le Conseil lui-même est assisté de Comités :

le Comité du Conseil ;

le Comité des directives scientifiques composé uniquement de personnalités choisies pour leur compétence sans considération de nationalité ;

le Comité des Finances qui comprend un représentant par Etat Membre.

Dans son organisation interne, le CERN est placé sous l'autorité d'un Directeur général, fonctionnaire exécutif supérieur de l'Organisation. Le conseil a nommé le professeur C.J. Bakker, Directeur du Laboratoire Zeeman de l'Université d'Amsterdam et de l'Institut de Recherche nucléaire d'Amsterdam pour remplir ces fonctions.

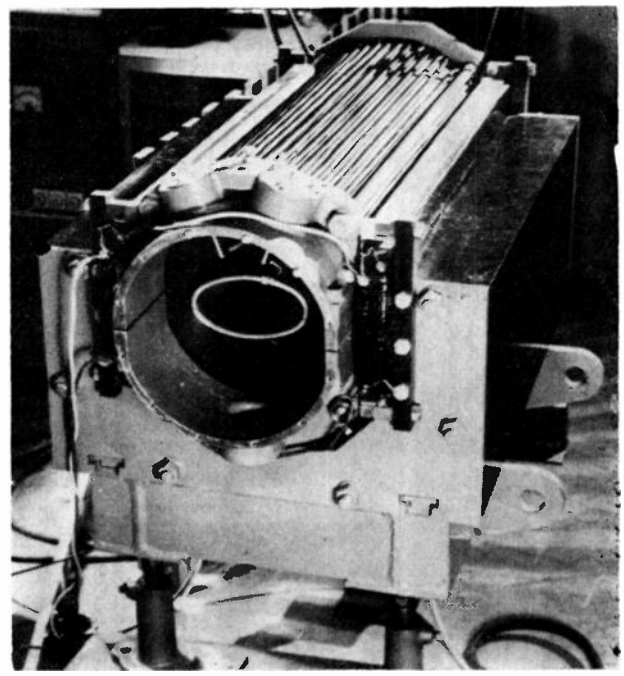


Fig. 5. — Cavité accélératrice H.F. de l'anneau du synchrotron à protons (2 mai 1956) (Photo CERN N° 80).

Pour l'assister dans sa tâche, le Directeur général fait appel aux Directeurs des six divisions suivantes :

a) *Division du Synchrotron à protons* chargée de la construction du plus gros des deux accélérateurs et des recherches qu'il permettra d'entreprendre.

L'énergie maximum que cette machine doit atteinte a été fixée par le Conseil du CERN à 25 milliards d'électron volts. Elle utilisera le nouveau principe de focalisation intense récemment découvert.

La division maintiendra un effectif d'environ 150 personnes jusqu'à l'achèvement de la construction, prévu pour 1960. Le prix de revient de l'accélérateur est estimé à environ 90 millions de francs suisses.

b) *Division du Synchro-cyclotron* chargée de la construction du deuxième accélérateur et des recherches entreprises à l'aide de cet appareil.

L'énergie atteinte sera de 600 millions d'électron volts. La machine et tous les laboratoires connexes seront terminés en 1957. Le prix de la machine sera d'environ 20 millions de francs suisses.

L'effectif de 30 personnes en 1955, s'accroît rapidement pour préparer les programmes d'expériences qui seront exécutés dès la mise en service.

c) *Division des Services scientifiques et techniques*, chargée de l'instrumentation (technique électronique et visuelles) de la mise en œuvre d'une calculatrice électronique et de l'atelier principal. Le service d'Information y est également rattaché.

Cette Division a, en particulier, construit une chambre de Wilson double de très grandes dimensions et entrepris un programme de mesures sur les mésons *K*.

d) *Division du Site et Bâtiments* chargée de la construction des bâtiments et de tous les services communs.

e) *Division d'Etude théorique* qui devra orienter les recherches faites sur les accélérateurs. Elle a encore la majeure partie de ses membres à Copenhague et dirige aussi certaines expériences effectuées à Liverpool et Upsala. Quand commenceront à Genève les expériences dans le domaine de la physique nucléaire en 1957 cette Division s'y regroupera.

f) *Division de l'Administration* chargée de toute l'administration, finances, personnel, achats.

L'effectif total du CERN est actuellement, d'environ 400 personnes originaires des divers Etats Membres. Une grande partie a été recrutée spécialement pour la construction des accélérateurs. Ensuite l'attribution de bourses devra donner au plus grand nombre de savants la possibilité de venir travailler sur les machines et il s'établira un certain roulement du personnel. Cependant certains fonctionnaires de l'Organisation seront chargés d'assurer des services permanents et pourront consacrer au CERN toute leur activité.

Le budget total du CERN, pour la période de construction, c'est-à-dire jusqu'en 1960 s'élève à près de 200 millions de francs suisses. La contribution des différents Etats Membres est indiquée dans le tableau ci-dessous :

Etat Membre	*Contribution en %*
Belgique	4,88
Danemark	2,48
France	23,84
Grèce	0,97
Italie	10,20
Norvège	1,79
Pays-Bas	3,68
République fédérale allemande	17,70
Royaume-Uni de Grande-Bretagne et d'Irlance du Nord	23,84
Suède	4,98
Suisse	3,71
Yougoslavie	1,93

L'effort financier correspondant peut être supporté par chacun et l'Europe se prépare un laboratoire comparable aux meilleurs laboratoires américains ou russes.

La reconnaissance du CERN comme l'un des premiers centres de physique nucléaire s'est déjà manifestée en juin 1956 par la réunion de près de trois cents savants du monde entier invités à Genève pour un Symposium du CERN sur les accélérateurs de haute énergie et la physique des mésons.

Il y a là un bon exemple de ce que la collaboration peut permettre dans le domaine scientifique et la preuve que le travail en commun est possible en Europe. Il est à espérer que cet exemple ne sera pas oublié et que cette collaboration se développera aussi dans d'autres domaines, suivant en cela l'expansion de la technique qui dans bien des cas, ne s'accomode plus de l'échelle nationale.

LES ACCÉLÉRATEURS DE PARTICULES. — LES GRANDS SYNCHROTRONS A PROTONS[1]

PAR

P. LAPOSTOLLE

Ingénieur à l'Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire (Genève)

Depuis quelques années, une nouvelle réalité semble être apparue au monde : l'ère atomique a commencé. La physique nucléaire occupe une grande place dans de nombreuses publications.

Certains la craignent, n'en voyant que les incidences militaires fort alarmantes, il faut le reconnaître, la puissance destructive des bombes atomiques faisant redouter un anéantissement presque total de l'humanité.

D'autres cherchent à l'exploiter : la conférence atomique de Genève, l'été dernier, a mis en évidence l'immense effort fait dans de nombreux pays pour utiliser cette source d'énergie que fournissent les piles atomiques. De la mise en commun des connaissances et des expériences acquises en laboratoire naissent une nouvelle technique et une nouvelle industrie.

Enfin, quelques-uns continuent à vouloir découvrir par la physique nucléaire les secrets de la nature. Depuis Bohr, des progrès considérables ont été faits dans la connaissance de l'atome. Les forces de liaison à l'intérieur des noyaux gardent peut-être encore leur mystère ; cependant, on est peu à peu arrivé à mettre en évidence un grand nombre des particules élémentaires constituant notre univers. Récemment encore, une nouvelle étape vient d'être franchie après la découverte de l'antiproton au Laboratoire de Berkeley, aux Etats-Unis.

Pour arriver à disloquer l'édifice atomique, vaincre ses forces de liaison et libérer les éléments constituants, il faut disposer d'une artillerie puissante. Les projectiles utilisés ne sont pas autre chose que des particules : électrons, protons... auxquelles on a communiqué une très grande vitesse avoisinant la vitesse de la lumière. Les premières expériences de réaction nucléaire ont été faites en utilisant les particules rapides émises par les corps radioactifs. Mais les expérimentateurs souhaitèrent vite disposer de sources de particules d'énergie mieux définie, puis plus élevée. Cockroft et Walton, les premiers, ont construit un générateur de haute tension capable de fournir à des particules chargées une énergie comparable à celle des sources radioactives ; Rutherford put, avec lui, faire de nombreuses recherches sur la structure du noyau

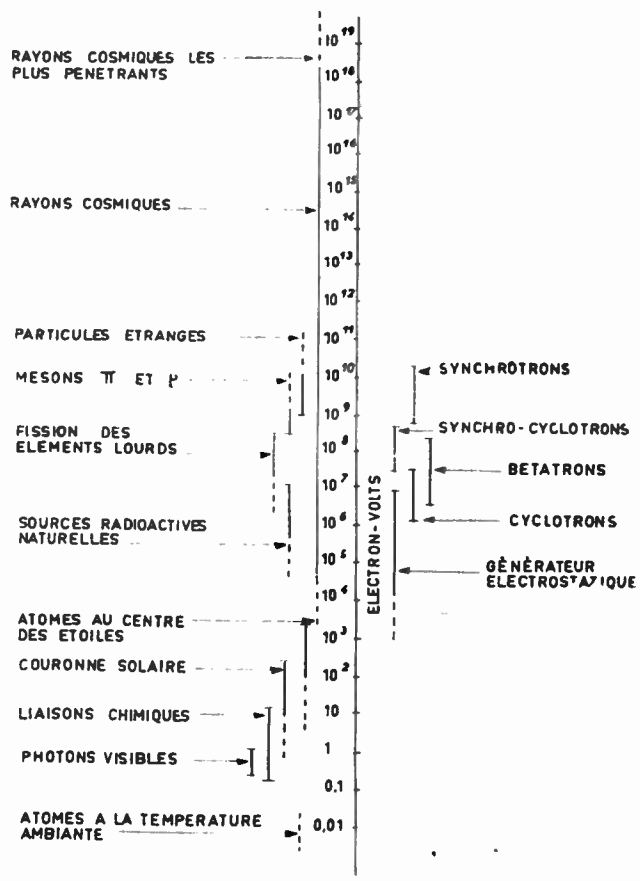


Fig. 1. — Energies comparées des particules d'origine naturelle ou fournies par les accélérateurs.

des atomes. Depuis lors, de nombreuses autres machines ont été construites dont l'énergie va sans cesse croissant.

Le tableau 1 montre les énergies atteintes par

(1) Conférence faite à Alger, le 17 avril, devant la Section de la Société des Radioélectriciens.

les divers accélérateurs, comparées aux énergies de particules de réactions naturelles (1).

Nous allons maintenant voir brièvement le principe des différents types d'accélérateurs construits jusqu'à ce jour en insistant surtout sur les plus puissants, actuellement en construction en Europe et aux Etats-Unis.

Accélérateurs électrostatiques.

Les premiers accélérateurs ont été construits par COCKROFT et WALTON. Ces derniers, GREINACHER puis Van de GRAAF, mirent au point, puis perfectionnèrent des générateurs électriques de très haute tension. Si l'on fait partir d'une source située au potentiel positif V par rapport à la masse des protons de charge positive e, ils se trouvent fortement accélérés sous l'action du champ électrique ; en atteignant le potentiel de la masse, ils auront acquis une énergie cinétique eV. Il est d'usage de désigner les énergies communiquées aux particules accélérées en « électron-volts ». Sous une différence de potentiel accélératrice de V volts, un électron de charge $-e$ ou un proton de charge e acquièrent V électron-volts.

Il y a, bien entendu, une limite à la tension qui peut être appliquée, dans l'air, entre deux électrodes, même bien isolées. Les risques de décharge, dans une atmosphère parfois humide ou poussiéreuse et le souci de ne pas atteindre des dimensions prohibitives réduisent à 2 millions de volts ou 2 MV la tension maximum accessible dans l'air. Dans une atmosphère d'azote ou de fréon sous pression, on peut repousser cette limite à 10 MV [1]. De multiples perfectionnements ont été et continuent à être apportés aux générateurs haute tension et aux machines électrostatiques (2). Mais quels que soient les progrès réalisés, les accélérateurs électrostatiques ne pourront jamais prétendre atteindre des énergies très élevées.

Accélérateurs linéaires.

Dès 1928, un physicien norvégien, WIDERÖE, proposait d'accroître l'énergie communiquée à des particules en procédant par étapes : avec des champs électrostatiques qui dérivent d'un potentiel, il n'est pas possible d'additionner plusieurs accélérations successives sans produire en un point le potentiel total ; mais en utilisant des champs alternatifs qui ne soient accélérateurs qu'au passage des particules, on peut arriver à surmonter cette difficulté.

La Fig. 2 représente le principe de l'accélérateur linéaire construit en 1931 par SLOAN et LAWRENCE. A_0 est une source de particules ; les rectangles hachurés représentent une suite de tubes dans l'axe desquels peuvent passer les particules ; ils sont connectés à une source de potentiel alternatif. Une particule part de A_0 et est accélérée par le potentiel V du premier tube. Après avoir traversé le tube

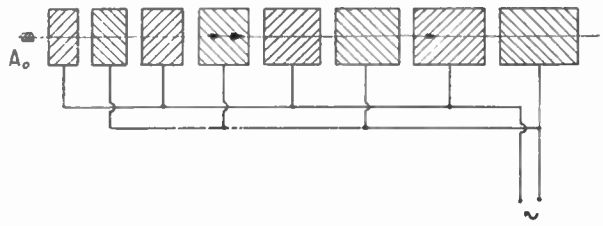


FIG. 2. — Accélérateur linéaire de Sloan et Laurence.

où elle n'est soumise à aucun champ, la particule arrive entre le premier et le deuxième tube. Si, à ce moment, la phase des potentiels alternatifs est telle que le champ soit accélérateur, la particule recevra une nouvelle quantité d'énergie. De même entre le deuxième et le troisième tube. Comme l'énergie de la particule s'accroît, sa vitesse augmente ; et pour qu'elle mette toujours le même temps (demi période du potentiel alternatif) pour traverser les tubes (dits « tubes de glissement ») ceux-ci doivent être de plus en plus longs à mesure qu'on s'éloigne de la source.

On sait que la vitesse d'une particule croît avec son énergie, mais sans jamais atteindre la vitesse de la lumière. Ce n'est pas le lieu ici de rappeler la théorie de la relativité ; disons seulement que si l'on désigne par m_0 la masse au repos de la particule, il correspond à cette masse une certaine énergie que l'on peut exprimer en électron-volts d'après la relation :

$$e\ V_r = m_0\ c^2$$

où c est la vitesse de la lumière. Si, alors, on communique à cette particule une énergie cinétique eV, elle acquiert une vitesse v et sa masse m change ; on a :

$$e\ (V_r + V) = mc^2 \quad \text{et} \quad m = \frac{m_0}{\sqrt{1 - \dfrac{v^2}{c^2}}}$$

On a alors :

$$\frac{v}{c} = \sqrt{\frac{2\ V}{V_r}} \times \frac{\sqrt{1 + \dfrac{2\ V_r}{V}}}{1 + \dfrac{V}{V_r}}$$

Pratiquement :

$V_r = 512$ keV (1) pour des électrons,

$V_r = 938$ MeV (1) pour des protons,

on en déduit le tableau suivant :

(1) On voit que les énergies atteintes aujourd'hui dans les accélérateurs dépassent largement celles des particules émises par les sources radioactives naturelles ou par la fission des éléments lourds. En particulier, cet écart départage nettement les piles et les accélérateurs. Les accélérateurs puissants ne contribuent pas à l'étude de piles atomiques.

(2) Dans le domaine des tensions moyennes, on peut citer les remarquables réalisations techniques faites sous la direction du Professeur FELICI de Grenoble.

(1) keV = kiloélectron-volt = 1 000 eV.
MeV = Mega électron-volt = 1 000 000 eV.

Energie		1 MeV	10 MeV	100 MeV	1 000 MeV
électrons	$\frac{v}{c}$	0,91	0,999	—	—
	$\frac{m}{m_0}$	2,96	20,6	197	1 960
protons	$\frac{v}{c}$	0,046	0,147	0,426	0,806
	$\frac{m}{m_0}$	1,001	1,01	1,106	2,06

On voit que les vitesses sont très sensiblement différentes : pour des électrons on atteint très vite la vitesse de la lumière. Par contre, aucun accélérateur linéaire n'a jamais encore donné à des protons une vitesse supérieure à la moitié de la vitesse de la lumière. On conçoit que les machines diffèrent sensiblement suivant le type de particules. En fait, il a fallu attendre 1947 pour construire des accélérateurs linéaires efficaces et puissants.

Pour les électrons, SLATER et WALKINSHAW [2] ont modifié le dispositif de SLOAN et LAWRENCE. Le circuit électrique qu'ils ont utilisé est analogue à un guide d'ondes électromagnétiques formé d'un cylindre métallique creux. Le champ électrique de l'onde peut accélérer les particules. Pour assurer le synchronisme de l'onde et des électrons, il faut ralentir les ondes ce qui est fait en obturant partiellement le cylindre par une suite d'iris (figure 3)

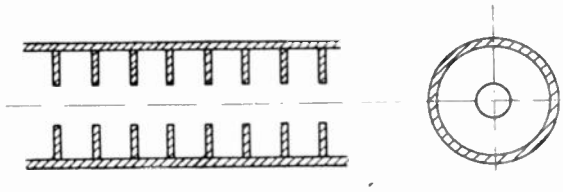


FIG. 3. — Accélérateur linéaire d'électrons.

de diamètre convenablement choisi. L'accélération est alors continue le long de l'appareil (mais elle n'a lieu que pour les particules qui se présentent à l'entrée lorsque le champ est accélérateur).

De nombreux accélérateurs de ce type ont été construits en France et à l'étranger. La fréquence des ondes utilisées est généralement 3 000 MHz (longueur d'onde 10 cm), fréquence couramment utilisée dans des « radars » pour laquelle de nombreux oscillateurs et circuits sont disponibles. Récemment, à l'Université de Stanford, en employant des amplificateurs du type Klystron fournissant en impulsions une puissance de 20 à 30 Mégawatts sur 3 000 MHz, construits par le Professeur CHODOROW [3] on a pu accélérer des électrons à une énergie voisine de 1 000 MeV (ou 1 GeV) (1).

Pour les protons, ALVAREZ [4] a conservé les tubes de glissement de SLOAN et LAWRENCE et les a disposés dans une cavité résonante (Fig. 1).

(1) keV = kiloélectron-volt = 1 000 eV.
MeV = Mega électron-volt = 1 000 000 eV.
GeV = Giga électron-volt = 1 000 000 000 eV.

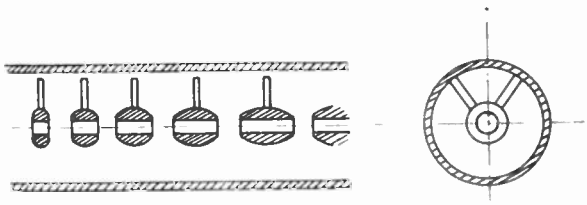


FIG. 4. — Accélérateur linéaire de protons.

L'accélération a toujours lieu entre les tubes dont la longueur est calculée pour que les particules les traversent exactement en *une période* du champ alternatif. Les longueurs d'ondes utilisées sont généralement métriques ; les énergies atteintes de plusieurs dizaines de MeV. Pour augmenter l'énergie, il faut une grande puissance et une grande longueur : un projet étudié en Angleterre prévoyait une longueur de près de 300 mètres pour atteindre 600 MeV. C'est plutôt dans l'augmentation du courant de particules accélérées que les plus récents progrès ont été faits. Lors de la Conférence de Genève, le Professeur LAWRENCE donna quelques indications sur un accélérateur de deutons actuellement en construction : 0,25 ampère 7,5 MeV en fonctionnement continu. L'accélérateur est du même type que celui d'ALVAREZ, mais les dimensions sont énormes : il comprend deux cavités de près de 4 mètres de diamètre et 10 mètres de longueur.

A part la grande longueur et la puissance nécessaires pour accroître l'énergie dans les accélérateurs linéaires, une difficulté est relative au problème de la stabilité des trajectoires des particules accélérées. On n'a considéré jusqu'à présent qu'une particule idéale passant exactement dans l'axe de l'appareil avec une phase rigoureusement correcte. Pour pouvoir accélérer un nombre appréciable de particules, il est nécessaire que, même si les particules sont injectées légèrement en dehors de l'axe ou obliquement, ou avec un léger écart de phase par rapport à la phase correcte du champ accélérateur, elles traversent l'appareil et reçoivent une accélération sensiblement égale. Pour assurer cette stabilité longitudinale et latérale, il faut avoir recours à un champ magnétique auxiliaire de focalisation ou à l'emploi de grilles. La difficulté est particulièrement sensible pour les vitesses faibles devant la vitesse de la lumière et c'est l'une des raisons pour lesquelles les accélérateurs linéaires de protons ont été relativement moins développé

que ceux d'électrons. Il faut signaler aussi la nécessité de tolérances très strictes dans la construction mécanique et dans la fréquence, d'autant plus sévères que l'énergie doit être plus élevée (près de 10^{-4} dans l'appareil de la Stanford).

Bétatrons.

En 1927, Breit et Wideröe ont proposé un autre moyen de se soustraire à la limitation d'énergie des accélérateurs électrostatiques. C'est l'emploi du champ électrique d'induction produit par un champ magnétique variable. Le champ d'induction, on le sait, ne dérive pas d'un potentiel et il est possible en le décrivant plusieurs fois de multiplier les accélérations.

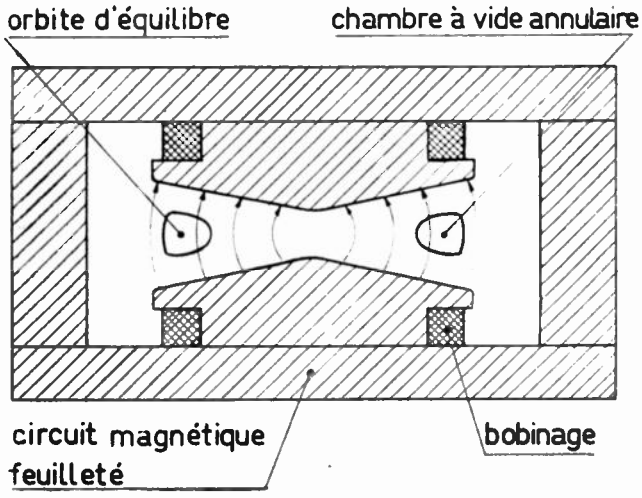


Fig. 5. — Bétatron.

La figure 5 montre le schéma *du bétatron.* : on crée un champ magnétique alternatif dans l'entrefer (le circuit magnétique est feuilleté). Dans ce champ les particules décrivent une orbite circulaire de rayon R tel que :

$$R = \frac{mv}{eB}$$

m étant la masse des particules, v leur vitesse, e leur charge et B l'induction magnétique.

Lorsque le champ varie, le flux embrassé par l'orbite croît, produisant un champ d'induction accélérateur. Pour un profil convenable des pièces polaires, l'augmentation du moment mv correspond exactement à l'augmentation du champ et l'orbite reste fixe.

Le choix du profil des pièces polaires permet aussi d'assurer la stabilité des trajectoires. La figure 6 représente une distribution de champ allant en diminuant d'intensité du centre vers les bords. La variation de la composante B_z avec le rayon r entraîne l'existence d'une composante B_r. On peut aisément voir que si :

$$\frac{\partial B_z}{\partial r} < 0$$

la composante B_r a pour effet de ramener les particules vers le plan median si elles s'en sont écartées. On a donc une stabilité verticale.

La stabilité latérale est de même assurée si :

$$\frac{\partial (r B_z)}{\partial r} > 0$$

comme le montre aussi la figure 6 : il y a stabilité

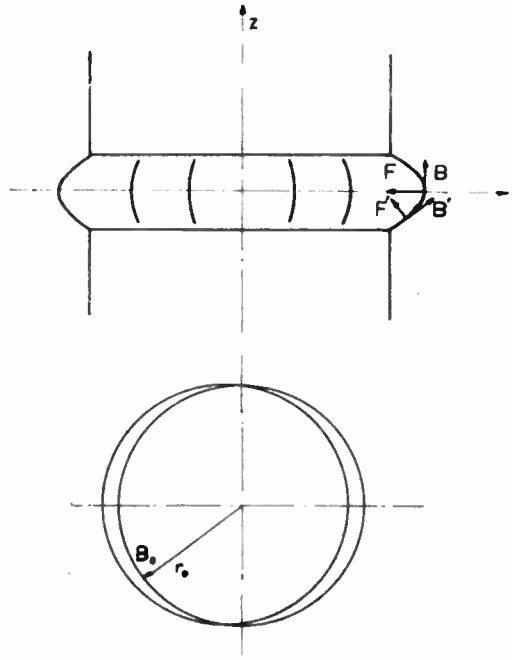


Fig. 6. — Focalisation dans un bétatron.

si le rayon de courbure d'une trajectoire à la distance $r_0 + \Delta r$ du centre, en un point où le champ vaut $B_0 - \Delta B$, est inférieur à $r_0 + \Delta r$; cette condition s'écrit :

$$\frac{r_0 B_0}{B_0 - \Delta B} < r_0 + \Delta r$$

d'où la relation indiquée ci-dessus. On aura donc stabilité, ou focalisation verticale et radiale si :

$$\frac{r}{B} \frac{\partial B_z}{\partial r} = n$$

quantité sans dimensions appelée index du champ est comprise entre 0 et 1.

Des considérations d'encombrement et de prix de revient ont limité aux électrons l'application de ce principe d'accélération. Dans ce cas la construction est facile et les bétatrons sont assez fréquemment employés en médecine, avec des énergies de quelques dizaines de MeV. On a également construit quelques gros bétatrons : 100 MeV ont été atteints par Westendorp et Charlton en 1945 (1,65 mètres de diamètre – 250 000 tours) et 340 MeV par Kerst.

L'énergie atteinte dans un bétatron est limitée

par le rayonnement des électrons : soumis à une accélération transversale intense et possédant un mouvement périodique, les électrons rayonnent de l'énergie. Quand l'énergie rayonnée par tour devient égale à l'énergie communiquée par le champ d'induction, l'accélération cesse. 340 MeV semble être à la limite des possibilités.

Cyclotron.

Peu après la construction du premier accélérateur linéaire, LAWRENCE, en 1930, proposa un autre type d'accélérateur à champ magnétique : *Le cyclotron.*

Le rayon de courbure d'une trajectoire, dans un champ magnétique, varie comme la vitesse de la particule (du moins si cette vitesse est faible devant celle de la lumière). Dans un champ uniforme, la longueur d'une orbite varie donc comme cette vitesse. C'est précisément une condition analogue à celle fixée dans l'accélérateur linéaire pour la longueur des tubes de glissement.

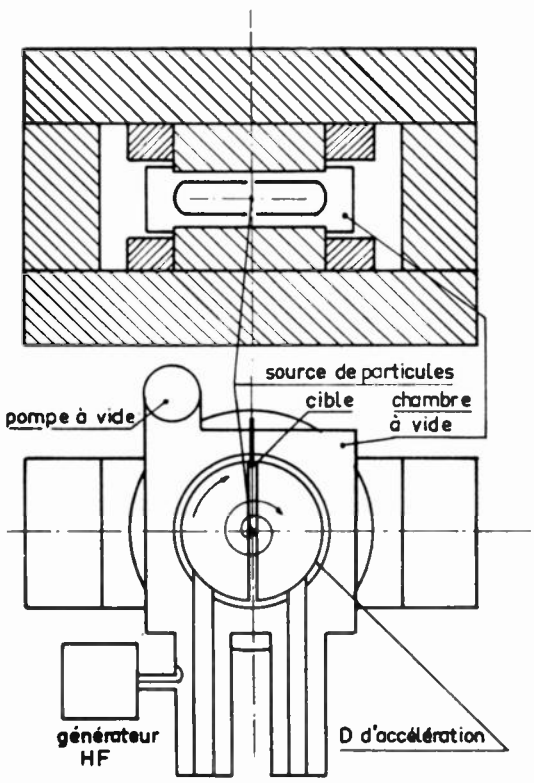


FIG. 7. — Cyclotron.

La figure 7 montre le schéma d'un cyclotron. Les tubes de glissement de l'accélérateur linéaire sont remplacés par des demi boîtes plates appelées D entre lesquelles on applique une tension alternative de période :

$$T = \frac{2\pi m}{eB}$$

Les particules décrivent des orbites en forme de spirale partant du centre où elles sont injectées vers le bord où sont disposées les cibles. A l'intérieur des D, les particules ne sont soumises à aucun champ, mais au passage d'un D à l'autre, elles sont toujours accélérées. On bénéficie ici à la fois de la stabilité de phase de l'accélérateur linéaire et, si l'on profile légèrement les pièces polaires, de la focalisation transversale du bétatron.

Cependant, pour que le synchronisme exprimé par la relation précédente existe, la masse de la particule ne doit pas changer. Quand l'énergie s'accroît ce synchronisme disparaît donc peu à peu et après un certain temps, les particules sont freinées au lieu d'être accélérées.

L'énergie maximum atteinte avec des protons est de l'ordre de 10 à 15 MeV.

A côté du cyclotron du Collège de France (9 MeV, deutons), relativement petit, on peut citer celui du Commissariat à l'Energie Atomique à Saclay (25 MeV, deutons) et celui de Berkeley [5] de 1,50 mètres de diamètre (figure 8), qui accélère des protons à 10 MeV et des deutons à 20 MeV.

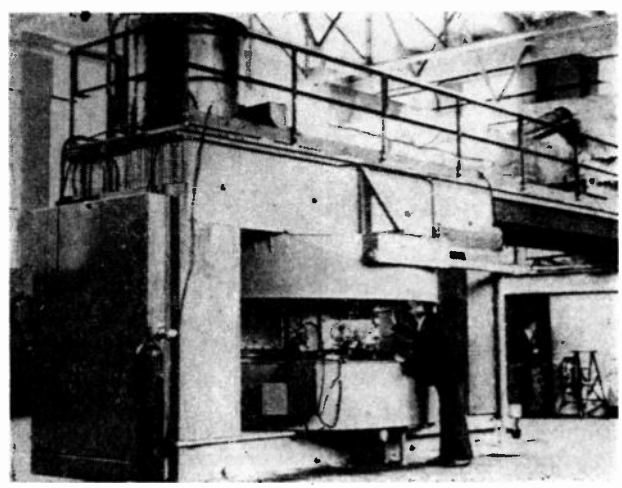


FIG. 8. — Cyclotron de 60 pouces de Berkeley.

Synchro Cyclotron.

En 1945, Mac MILLAN aux Etats-Unis, et VEKSLER en URSS étudièrent la stabilité de phase des cyclotrons et proposèrent simultanément un moyen de pousser largement la limite d'énergie de ce type d'accélérateurs.

Leur appareil reçut le nom de synchro-cyclotron en Amérique et de phasotron en Russie.

Dans le cyclotron, l'accélération a lieu tant que la relation :

$$f = \frac{Be}{2\pi m}$$

reliant la fréquence f du champ alternatif accélérateur au champ magnétique et à la masse des particules reste vérifiée. Or, quand l'énergie augmente, la masse m varie.

Mac MILLAN [6] et VEKSLER [7] proposèrent de réduire la fréquence f en fin d'accélération de manière à assurer le maintien d'une relation de phase favorable à l'accélération.

La figure 9 montre le schéma de principe d'un synchro-cyclotron. Un condensateur tournant (ou, plus récemment, vibrant en forme de grand diapason) produit la modulation de fréquence (qui peut dépasser 20 %). L'accélération n'est pas continue mais cyclique, avec un rythme de quelques dizaines à quelques centaines d'impulsions à la seconde.

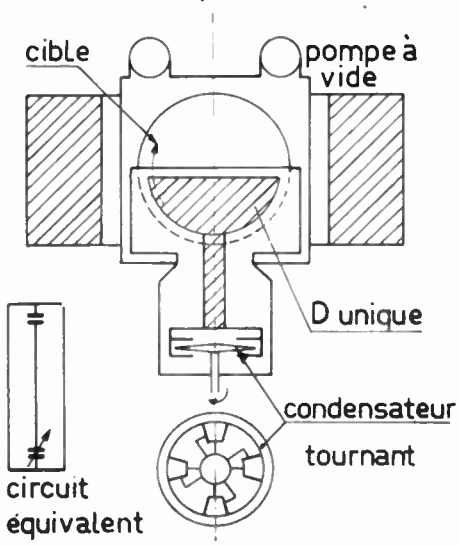


FIG. 9. Synchro-Cyclotron.

De grands accélérateurs de ce type ont été construits dans divers pays. Aux Etats-Unis, à Berkeley [8] les pièces polaires ont 4,60 mètres de diamètre (figure 10) et l'énergie sera prochainement portée de 350 à 700 MeV. A Chicago fonctionne d'autre part un accélérateur de 450 MeV [8]. En Angleterre, à Liverpool, a été mis en service au début de 1955 un synchro-cyclotron de 410 MeV.

En URSS, un phasotron, construit sous la direction du Professeur MESCHERYAKOV donne depuis deux ans un courant de 0,3 microampères de protons accélérés à 680 MeV. Le diamètre des pièces polaires est de 6 mètres, le poids de l'électro-aimant 7 000 tonnes.

A Genève, enfin, à l'Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire (CERN) est en construction un synchro-cyclotron de 600 MeV qui sera terminé en 1957.

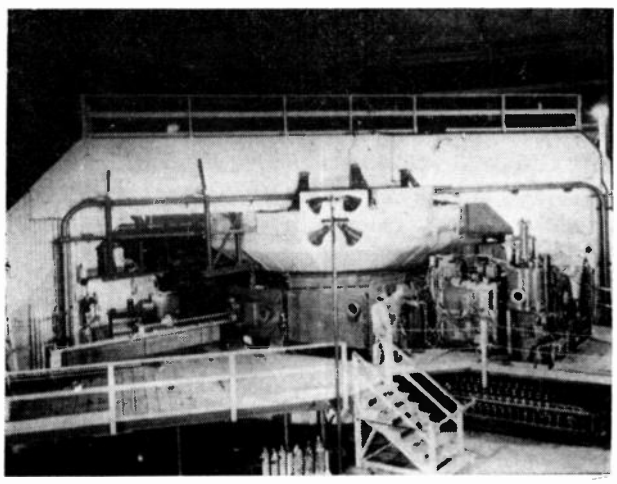


FIG. 10. — Synchrocyclotron de 184 pouces de Berkeley.

Synchrotron.

Le principe du synchro-cyclotron pourrait être utilisé pour atteindre des énergies beaucoup plus élevées. Cependant, il faudrait alors agrandir considérablement l'électroaimant ce qui augmenterait démesurément le prix de revient. Déjà, un appareil de 600 MeV coûte environ 1 milliard 400 millions de francs. Un appareil double coûterait quatre fois plus, soit plus de 5 milliards et demi.

Il semble que ce soient OLIPHANT et CRANE [9], qui, peu de temps après l'invention du synchro-cyclotron, en 1946, aient les premiers proposé un moyen pour réduire sensiblement le poids de l'électro-aimant de l'accélérateur. Au lieu d'avoir une orbite spirale, leur machine, appelée synchrotron, a une orbite circulaire. Il n'est plus nécessaire que le champ magnétique de déflection soit appliqué sur tout l'intérieur d'un cercle ; il suffit qu'il existe sur une couronne entourant l'orbite, maintenue fixe tout au long de l'accélération. De même, le champ électrique haute fréquence d'accélération peut être localisé en quelques points le long de cette orbite.

D'après les relations :

$$B = \frac{mv}{eR}$$

$$T = \frac{2\pi R}{v}$$

on voit, pour maintenir constant le rayon R de l'orbite, qu'il faut faire varier simultanément l'induction magnétique B et la fréquence du champ accélérateur dont la période doit être égale à T (temps de révolution) ou à un sous multiple de T.

La figure 11 montre le schéma d'un grand synchrotron à protons. L'électroaimant se compose de

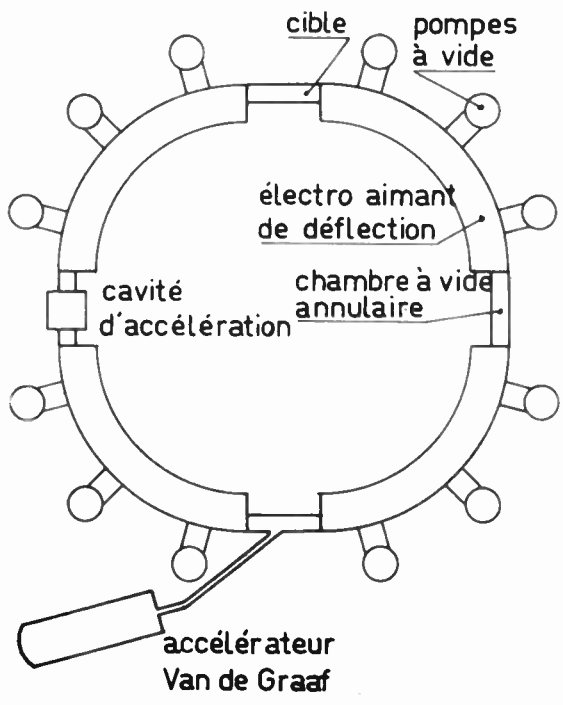


FIG. 11. — Synchrotron.

quatre quadrants entre lesquels on injecte le faisceau de protons, on l'accélère et on l'extrait. Le champ magnétique doit croître progressivement au cours de l'accélération : l'alimentation de l'électro-aimant (qui doit être feuilleté) exige une installation énorme qui peut atteindre 1 Megawatt dans les grands accélérateurs. Il n'est pas possible de commencer l'accélération avec un champ nul à cause du champ rémanent des circuits magnétiques ; les particules injectées dans la machine doivent donc déjà être douées d'une assez grande vitesse. On les accélère au préalable dans un accélérateur électrostatique ou linéaire. Ce n'est plus au moyen de D, mais en créant un champ alternatif dans une fente pratiquée dans une cavité résonante entourant l'orbite (semblable aux cavités de klystrons) que se fait l'accélération dans le synchrotron.

Plusieurs grands synchrotrons ont été construits ou sont actuellement au construction. Pour les électrons, à côté de nombreux appareils de 2 mètres de diamètre donnant 300 à 350 MeV, on peut citer un synchrotron de 7 mètres de diamètre construit par SANDS, Californie, qui a fourni des électrons de 500 MeV et donnera bientôt le double et un de 7,5 mètres de diamètre, construit par WILSON à l'Université Cornell, qui atteint 1.5 GeV (1 500 MeV). La Russie possède un synchrotron à électrons de 600 MeV et Glasgow en Angleterre un de 320 MeV. D'autres sont en construction en Allemagne, Italie et Suède.

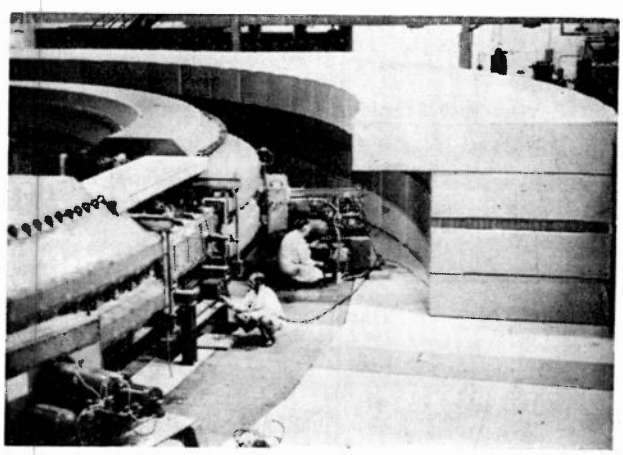


FIG. 12. — Cosmotron de Brookhaven.

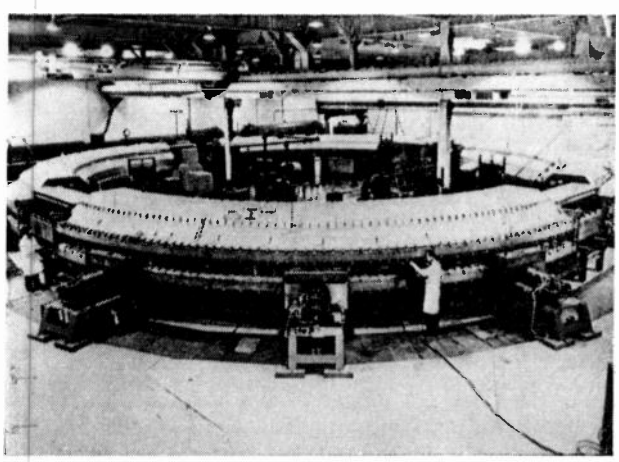


FIG. 13. — Cosmotron de Brookhaven. Vue d'une section droite et des électro-aimants. Sur la droite blindage protecteur en béton.

Pour les protons, les dimensions sont encore plus considérables : « Le Cosmotron » [10] de Brookhaven (figures 12 et 13), terminé en 1952 et qui fournit des protons de 3,5 GeV a environ 20 mètres de diamètre, son électro-aimant pèse environ 1 700 tonnes ; le cycle d'accélération se répète une fois toutes les 5 secondes. Le prix de l'installation a été d'environ 2 milliards et demi.

Le « Bevatron » de Berkeley (figures 14 et 15), mis en service dans le courant de l'année 1954 et qui a permis la découverte de l'antiproton, donne actuellement des protons de 6,2 GeV.

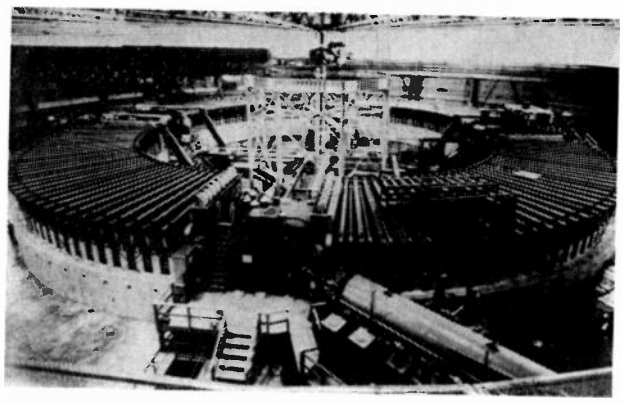


FIG. 14. — Bevatron de Berkeley. Au premier plan accélérateur linéaire.

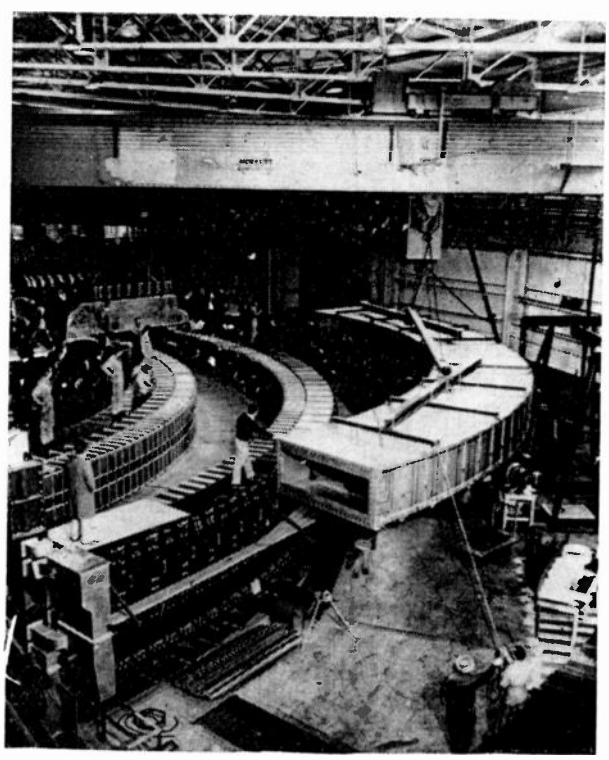


FIG. 15. — Bevatron de Berkeley. Mise en place de la chambre à vide.

En Russie, un synchrophasotron (c'est le nom donné dans ce pays au synchrotron) construit par le Professeur VEKSLER a été terminé cette année ; il doit donner des protons de 10 GeV après 4 millions 500 mille tours d'accélération ; le diamètre de l'orbite est de 56 mètres, le poids de l'électro-aimant 36 000 tonnes ; la fréquence varie entre 185 kHz et 1,4 MHz ; l'injection se fait à partir d'un accélérateur linéaire de 9 MeV.

En Angleterre, un synchrotron de 1 GeV est en fonctionnement à Birmingham depuis 1953 ; un autre, plus puissant, est en projet ; en France, un accélérateur de 2 GeV doit être terminé à Saclay en 1957 ; un autre est en construction en Hollande.

Les nouveaux synchrotrons.

Le principe du synchrotron a permis de reculer largement la limite d'énergie des accélérateurs. Cependant, l'examen des dimensions et du poids des plus gros des appareils qui viennent d'être cités pouvait faire penser, jusqu'à ces dernières années, qu'une nouvelle limite était maintenant atteinte. Par exemple, on peut estimer qu'un synchrotron classique de 30 GeV coûterait 20 à 30 milliards de francs.

Dans le synchrotron, on l'a dit, le champ magnétique de déflection est créé par une couronne d'électro-aimants entourant l'orbite circulaire des particules. En pratique, les particules sont susceptibles d'osciller autour de cette orbite et le champ magnétique doit s'étendre sur un volume annulaire assez grand.

En 1952, COURANT, SNYDER et LIVINGSTON [11] à Brookhaven, puis le grec CHRISTOPHILOS imaginèrent un moyen nouveau de canaliser efficacement les particules accélérées autour de leur orbite théorique. Il devenait ainsi possible de réduire très sensiblement les dimensions de l'électro-aimant et de construire un accélérateur de 25 GeV pour seulement 6 à 7 milliards de francs.

Quel est donc ce principe nouveau ? On a expliqué à propos du bétatron comment en profilant les pièces polaires on pouvait assurer une focalisation transversale des particules. En particulier, on a vu que pour assurer une focalisation verticale, il fallait que l'index du champ n soit positif ; la focalisation est d'autant plus intense que n est plus grand. Mais pour assurer la focalisation radiale n doit être inférieur à 1 ; cette focalisation radiale est d'autant plus intense que n est plus inférieur à 1 ou négatif. Ces deux exigences contradictoires semblent limiter la focalisation possible. Dans les synchrotrons classiques, les particules peuvent alors effectuer des oscillations de grande amplitude autour de leur orbite moyenne ; par exemple la chambre à vide du « cosmotron » a 70 cm sur 15 cm, celle du synchrophasotron 200 cm sur 40.

Le nouveau procédé consiste à employer des index très élevés (de l'ordre de 300) alternativement positifs et négatifs, le long de l'orbite. Si un secteur est focalisant verticalement, il est alors défocalisant radialement et inversement. Les intensités de focalisation et défocalisation sont pratiquement égales ; on pourrait alors penser que l'effet global est nul. Mais considérons en optique un système composé d'une lentille convergente et d'une lentille divergente de distances focales $\pm f$ et séparées par la longueur d (figure 16). Le système total a une distance focale égale à :

$$\frac{d}{f^2}$$

toujours positive ; il est alors toujours convergent. En choisissant convenablement la longueur des éléments convergents et divergents et leur index, on peut aisément décupler l'intensité de focalisation

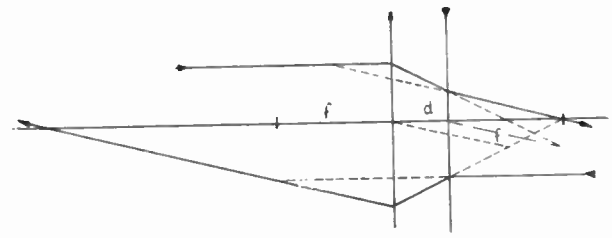


FIG. 16. — Couple de deux lentilles.

par rapport au synchrotron classique. Dans les deux projets de « *synchrotron à gradients alternés* » en cours de construction à Genève et à Brookhaven, la chambre à vide n'a que 15 cm sur 8 cm. C'est ce qui a permis cette réduction de prix.

Cependant, ce résultat n'est obtenu qu'au prix d'une précision plus grande de la mise en place des électro-aimants et de la distribution des champs magnétiques : chaque secteur de focalisation (il y en a une centaine pesant chacun environ 35 tonnes) doit être mis en place avec une précision supérieure au millimètre. Si l'on précise que l'orbite a 200 mètres de diamètre, cette exigence prend sa vraie mesure : les fondations de la machine feront l'objet d'un soin tout particulier. La fréquence du champ accélérateur, qui doit varier au cours du cycle entre 3 et 10 MHz, sera déterminée avec une précision supérieure à un millième. L'injection se fera à partir d'un accélérateur linéaire de 50 MeV qui est à lui seul, déjà un appareil important. La figure 17 donne un schéma de l'accélérateur en cours de construction à Genève, au CERN.

Le poids des électro-aimants sera d'environ 3 500 tonnes. La puissance nécessaire pour les alimenter 1,5 MW. Le cycle d'accélération, d'une durée de 1 seconde, sera répété toutes les 4 ou 5 secondes.

L'appareil de Brookhaven a des caractéristiques très voisines. Tous deux doivent être achevés avant 1960.

Pour éviter les dangers des radiations nocives qui peuvent provenir de réactions produites par les particules accélérées, les accélérateurs seront installés dans les tunnels recouverts de plusieurs mètres de terre ou de béton ; tous les accès seront protégés

et les expériences se feront à l'extrémité de canaux étroits percés dans un mur de béton baryté de cinq mètres d'épaisseur.

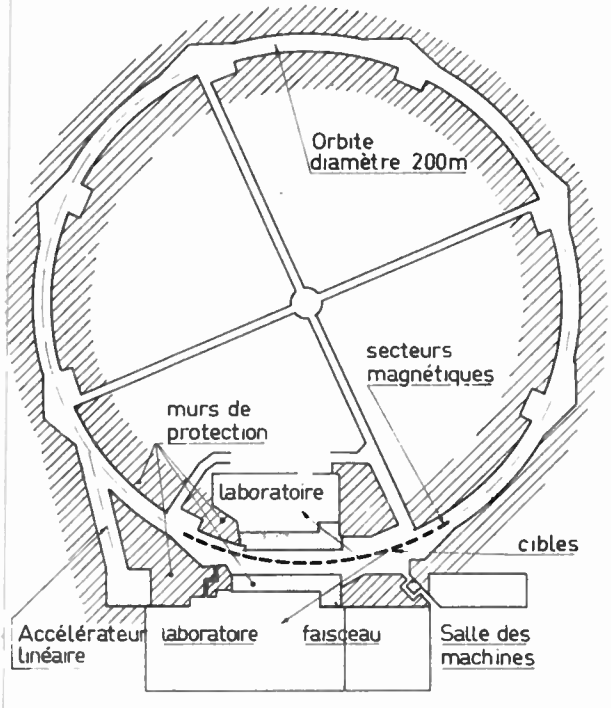


FIG. 17. — Synchrotron à gradients alternés du C.E.R.N.

Projets d'avenir.

Les machines modernes sont des entreprises énormes dont la réalisation exige plus de 5 années. Rien d'étonnant à ce que de nouvelles idées aient vu le jour avant même la réalisation des précédentes. A Berkeley et dans les Universités du Centre Ouest des Etats-Unis (MURA) des groupes travaillent à la recherche de nouveaux types d'accélérateurs. Plusieurs propositions ont déjà été faites qui restent encore à l'état d'études. Le Professeur VEKSLER, en URSS, a récemment aussi proposé un nouveau dispositif. Il ne semble pas, toutefois, qu'on ait encore beaucoup reculé la limite actuelle des énergies. Cependant, rien ne laisse supposer que cela soit impossible. Lors d'un discours plein d'humour prononcé en 1951, FERMI avait présenté un graphique montrant les progrès des accélérateurs depuis 1930 : l'énergie semble croître exponentiellement avec le temps (figure 18). Si, cependant, comme le faisant remarquer le Professeur LAWRENCE à Genève, lors de la conférence atomique, on porte également les courants produits, on constate en même temps une décroissance exponentielle. Ainsi, en 1990, on peut par extrapolation, envisager atteindre des énergies de 10^{16} électron-volts, mais alors on ne produira que 2 protons par heure, moins, peut-être que les rayons cosmiques.

Il s'agit là, sans doute, d'une boutade ; cependant, pour tout projet nouveau, il est indispensable de se préoccuper de l'intensité du faisceau accéléré. Il faudra probablement s'orienter maintenant dans une direction toute nouvelle. Mais rien ne permet de penser, comme le disait d'ailleurs aussi à Genève, le professeur VEKSLER, que la physique expérimentale ne saura pas résoudre les difficultés actuelles et réussir à créer artificiellement des particules qui atteindront les énergies énormes de 1 000 ou même 10 000 GeV.

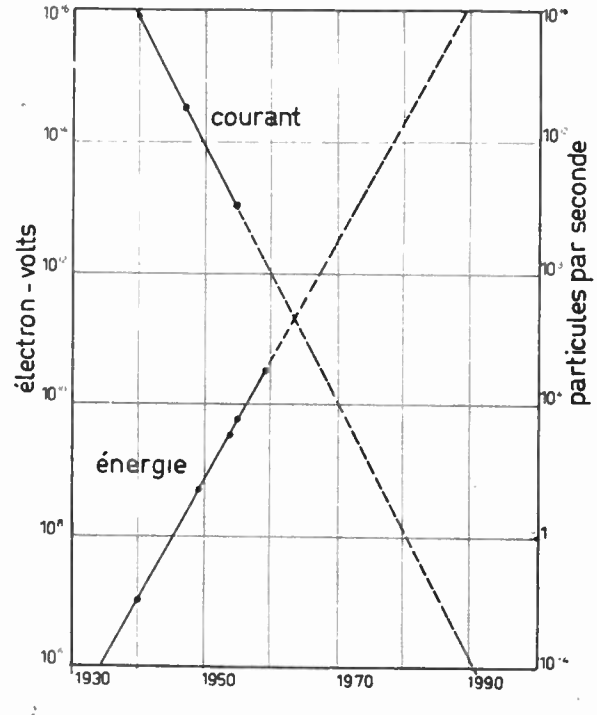


FIG. 18. — Evolution des accélérateurs.

Remerciements.

Les autorisations de publier les photographies qui figurent dans cet article ont été aimablement accordées par le « Radiation Laboratory » de l'Université de Californie et par le « Brookhaven National Laboratory ». Nous tenons à leur exprimer ici nos vifs remerciements.

Liste des accélérateurs d'énergie supérieure à 100 MeV en fonctionnement ou en construction dans le monde (fin 1956).

ELECTRONS

Bétatrons :	
Urbana (Illinois U.S.A.)	340 MeV
Synchrotrons :	
Oxford (Grande-Bretagne)	130 MeV
Bureau of Standards (N.Y., U.S.A.)	180 MeV
Moscou (U.R.S.S.)	240 MeV
Michigan (U.S.A.)	300 MeV
Purdue-Lafayette (Indiana U.S.A.)	300 MeV
Glasgow (Grande-Bretagne)	320 MeV
G.E.C. Schenectady (N.Y., U.S.A.)	340 MeV
Berkeley (Californie U.S.A.)	340 MeV
M.I.T. Cambridge (Mass., U.S.A.)	350 MeV
Pasadena (Californie U.S.A.)	500 MeV (prochainement 1 000)
Cornell Ithaca (N.Y., U.S.A.)	1 500 MeV

en construction :

Bonn (Allemagne)	500 MeV
Moscou (U.R.S.S.)	600 MeV (actuellement 180 MeV protons)
Stockholm (Suède)	1 000 MeV
Pasadena (California U.S.A.)	1 000 MeV (actuellement 500)
Rome (Italie)	1 200 MeV
Hambourg (Allemagne)	6 000 MeV
Harvard M.I.T. Cambridge (Mass., U.S.A.)	6 000 MeV

Accélérateur linéaire :

Stanford, Palo Alto (Calif., U.S.A.)	1 000 MeV

en construction :

Orsay (France)	500 MeV
Kharkov (U.R.S.S.)	1 000 MeV

PROTONS

Synchrocyclotrons :

Harwell (Angleterre)	180 MeV
Upsala (Suède)	200 MeV
Rochester (N.Y., U.S.A.)	240 MeV
Berkeley (Calif., U.S.A.)	350 MeV (prochainement 700)
Columbia (New York, U.S.A.)	390 MeV
Liverpool (Angleterre)	410 MeV
Carnegie Pittsburgh (Pennsyl', U.S.A.)	450 MeV
Chicago (Illinois U.S.A.)	450 MeV
U.R.S.S.	680 MeV

en construction :

Orsay (France)	150 MeV
Cern (Genève (Suisse)	600 MeV
Berkeley (Calif., U.S.A.)	700 MeV (actuellement 350)

Synchrotrons :

Moscou (U.R.S.S.)	180 MeV (prochainement 600 MeV électrons)
Leningrad (U.R.S.S.)	200 MeV (prochainement 650)
Birmingham (Angleterre)	1 GeV
Brookhaven Upton (N.Y., U.S.A.)	3,5 GeV (Cosmotron)
Berkeley (Californie U.S.A.)	6,2 GeV (Bevatron)
U.R.S.S.	10 GeV

en construction :

Moscou (U.R.S.S.)	200 MeV
Leningrad (U.R.S.S.)	650 MeV (actuellement 200)
Moscou (U.R.S.S.)	1 GeV
Delft (Hollande)	1 GeV
Saclay (France)	2 GeV
Princeton (N.J., U.S.A.)	3 GeV
Harwell (Angleterre)	6 GeV
U.R.S.S.	7 GeV
Canberra (Australie)	10 GeV
Argonne, Lemont (Illinois, U.S.A.)	12 GeV
Cern Genève (Suisse)	25 GeV
Brookhaven Upton (N.Y., U.S.A.)	20–30 GeV
U.R.S.S.	40–50 GeV

Accélérateur linéaire :

en préparation :

Moscou (U.R.S.S.)	1 GeV

BIBLIOGRAPHIE

[1] Louis de Broglie. — Les accélérateurs de particules. Editions de la Revue d'Optique Théorique et Instrumentale, Paris 1950.

[2] J.C. Slater. — *Review of Modern Physics*, 20, Juillet 1948, p. 473. W. Walkinshaw. — *Proceedings of the Physical Society*, 61, p. 246.

[3] M. Chodorow. — *Proceedings of IRE*, 41, November 1953, p. 1584. *Review of Scientific Instruments*, 26, 1955, p. 134.

[4] L.W. Alvarez. — *Physical Review*, 70, 1946, p. 799, *Review of Scientific Instruments*, 26, Février 1955.

[5] M.S. Livingston. — *Journal of Applied Physics*, 16, 1944, p. 2 et p. 128.

[6] E.M. Mac Millan. — *Physical Review*, 68, 1945, p. 143.

[7] V. Veksler. — *Journal de Physique de l'URSS*, 9, 1945, p. 153.

[8] *Physical Review*, 71, 1947, p. 449. *Review of Scientific Instruments*, 23, 1952, p. 707.

[9] H.R. Crane. — *Physical Review*, 70, 1946, p. 800.

[10] *Review of Scientific Instruments*, 24, Septembre 1953.

[11] Courant, Livingston, Snyder. — *Physical Review*, 88, 1952, p. 1190.

P. Grivet. — *Revue générale de l'Electricité*, Mai 1955, p. 239.

M.S. Livingston. — *High Energy Accelerators*, *Interscience*, New-York 1954.

LE RÉCEPTEUR DE TÉLÉVISION EN ONDES MÉTRIQUES

PAR

V. BIGGI

Ingénieur au Centre de Recherches
de la Compagnie Générale de T.S.F.

I. Introduction.

Au cours des années 1953 et 1954, la *Compagnie Générale de T.S.F.* a effectué un ensemble d'essais ayant pour but l'étude de la propagation à grande distance de signaux de télévision. Ces essais ont permis de conclure qu'il était possible de capter, derrière l'horizon optique d'un émetteur, un signal de télévision de qualité satisfaisante. Ce signal provenant d'un émetteur dit principal est utilisable pour moduler un nouvel émetteur (satellite) travaillant sur une fréquence différente et de moindre puissance en général. Une telle installation permet d'augmenter la zone couverte par l'émetteur principal, en desservant des régions non atteintes par ce dernier.

Le dispositif de réception comporte deux ensembles importants : l'aérien et le récepteur.

Les essais effectués ont démontré la nécessité d'utiliser des aériens à performances élevées, capables, grâce à un choix convenable de leur emplacement, d'assurer une bonne réception [1].

Ils ont conduit également à la réalisation d'un ensemble récepteur complet (image et son). C'est la composition de celui-ci que nous nous proposons de développer.

Nous exposerons simultanément les exigences demandées à un tel appareillage et les solutions mises en œuvre pour les satisfaire. Il s'agira uniquement dans cet exposé des organes participant à la fonction réception proprement dite, c'est-à-dire des organes établissant la liaison entre l'aérien et l'appareil d'utilisation.

Nous laisserons de côté l'étude de ce dernier et nous retiendrons seulement que c'est lui qui impose les caractéristiques du signal devant lui être fourni.

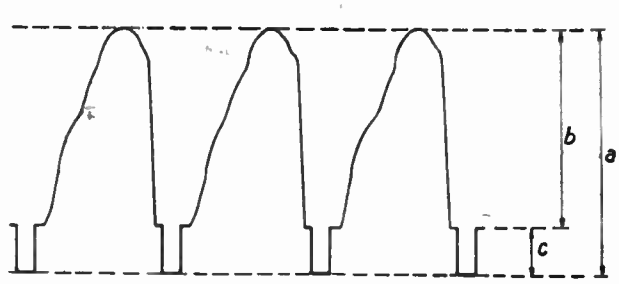
Cet appareil d'utilisation sera, soit un ensemble tube cathodique — haut-parleur, soit l'ensemble de deux modulateurs d'émetteur (image et son). C'est dans le deuxième cas, lorsqu'il s'agit de rayonner à nouveau le signal, qu'on lui demandera de satisfaire les exigences les plus sévères. Nous nous placerons à ce point de vue pour envisager le problème du récepteur.

II. Sensibilité et facteur de bruit du récepteur.

1. Champ a la réception et signal a l'entrée.

Etant donné la nature particulière du signal de télévision, une remarque préliminaire s'impose. On ne peut parler en télévision de valeurs efficaces du signal mais seulement de valeurs crête à crête correspondant à une image uniformément blanche. Aussi adopterons-nous les désignations suivantes [2] qui nous semblent sans ambiguïté (figure 1). Le signal de télévision est le signal H.F. résultant de la modulation d'une onde par un signal video. Le signal video se compose du signal d'image, qui ne contient que l'information relative à l'image, et du signal de synchronisation.

Ceci posé, on peut caractériser le niveau du signal reçu de deux manières différentes.



a . signal vidéo
b . signal image
c . signal de synchronisation

Fig. 1.

Utilisant une grandeur physique indépendante de l'aérien, on définit le champ électromagnétique au lieu de réception par la valeur de sa composante électrique en microvolts par mètre.

$$\vec{\mathcal{E}} = E \cos \omega t$$

$\vec{\mathcal{E}}$: champ complexe

E : amplitude crête du champ

ω : pulsation de l'onde porteuse.

Si l'on considère l'ensemble antenne – récepteur, on désigne sous le nom de signal à l'entrée la f.e.m. $\mathcal{U}$ induite dans l'antenne par le champ précédent.

$$\mathcal{U} = U \cos \omega t$$

Dans cette expression, E et U représentent les valeurs crête à crête du signal video. Nous appellerons e et u les valeurs crête à crête du signal d'image, ces valeurs étant utilisées dans certaines spécifications techniques. Dans le standard français, le signal de synchronisation correspond à 25 % du signal video et l'on a :

$$e = 0{,}75\ E \qquad (1)$$
$$u = 0{,}75\ U$$

On peut relier aisément les grandeurs E et U en faisant appel à la notion *d'aire d'absorption* de l'antenne de réception.

P désignant la valeur crête du vecteur de Poynting, et W la puissance crête absorbée par le récepteur adapté à l'antenne, on peut associer à l'aérien une aire S telle que :

$$W = P.S$$

On a : $$P = E.H = E.\frac{E}{120\,\pi} = \frac{E^2}{120\,\pi}.$$

Si G est le gain de l'aérien par rapport au rayonnement isotrope et λ la longueur d'onde, on a, en outre :

$$G = \frac{4\,\pi\,S}{\lambda^2}$$

d'où : $$W = \frac{E^2}{120\,\pi} \cdot \frac{G\,\lambda^2}{4\,\pi}$$

D'autre part : $$W = \frac{U^2}{4\,R}$$

R : résistance de rayonnement de l'aérien.

Egalant les deux expressions de la puissance crête cédée à la charge, on a :

$$U^2 = \frac{G\,R\,\lambda^2}{120\,\pi^2}\,E^2 \qquad (2)$$

La relation est la même entre u^2 et e^2.

Ainsi l'onde reçue, transportant une modulation video caractérisée par la valeur crête E, induit dans l'antenne une f.e.m. U donnée par l'expression (2).

Remarque :

Il est possible de donner à l'expression (2) une autre forme en faisant intervenir la notion de longueur effective de l'aérien. Néanmoins cette notion, très intuitive dans le cas d'une antenne rectiligne comme un dipole demi-onde, est beaucoup moins représentative dans le cas d'aériens complexes à grand gain sur lesquels la distribution des courants n'est pas simple.

On peut définir la longueur effective d'une antenne quelconque comme la longueur en mètres dont le produit avec le champ reçu E fournit le signal à l'entrée U. Mais pour effectuer le calcul de U, il est nécessaire d'utiliser le gain en puissance de l'aérien par rapport au dipôle demi-onde par exemple, c'est-à-dire en fait de parler à nouveau d'aire d'absorption. Cette dernière, qui fait intervenir la puissance, donne donc une meilleure idée physique de la question, tandis que la notion de longueur effective est d'un intérêt médiocre en général.

A titre indicatif, le calcul conduit à la relation :

$$U = \sqrt{\frac{R}{r}} \cdot \sqrt{G'} \cdot \frac{\lambda}{\pi}\,E \qquad (3)$$

G' : gain de l'aérien par rapport au dipôle demi-onde

R : résistance de rayonnement de l'aérien

r : résistance de rayonnement du dipôle demi-onde.

Elle est d'un emploi aisé lorsque $R = r$ ce qui est souvent le cas en pratique à cause de l'impédance des feeders : en effet le feeder généralement utilisé à la réception a une impédance caractéristique de 75 ohms. Il est alors associé à une antenne dont la résistance de rayonnement est de 75 ohms, valeur très voisine de celle du dipôle demi-onde de référence (72 ohms).

2. Evaluation du rapport signal a bruit.

La connaissance de la f.e.m. induite dans l'antenne permet d'assimiler celle-ci à un générateur de f.e.m.

U et de résistance interne R délivrant au récepteur adapté une puissance $\frac{U^2}{4R}$ de signal (figure 2). Si g est le gain en puissance du récepteur on dispose à la sortie d'une puissance de signal $g\frac{U^2}{4R}$.

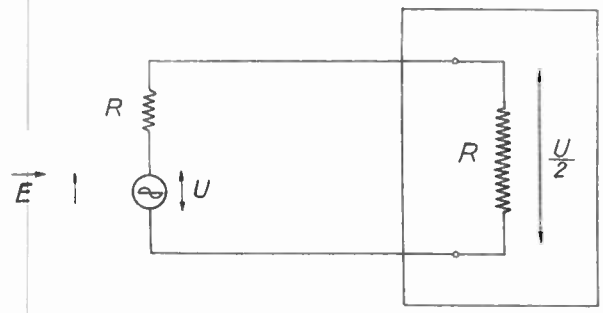


FIG. 2.

Pour évaluer le rapport des puissances de signal et de bruit il nous faut connaître le bruit fourni à la sortie par le récepteur.

Soit F le facteur de bruit de celui-ci. On définit ce facteur de la manière suivante : c'est le rapport en puissance entre le bruit total à la sortie et celui produit par un récepteur idéal sans bruit intérieur et adapté à l'antenne par la condition de transfert de puissance maximum. La puissance de bruit d'entrée dû à l'antenne est $4kTB$, B étant la bande passante du récepteur.

Si b_A est la puissance disponible de bruit produit par l'antenne, on a :

$$b_A = kTB$$

En unités pratiques, en prenant pour T la température ambiante (antenne en cage de Faraday) :

$$b_A = 4 \cdot 10^{-21} \text{ watts/cycle.}$$

Dans le standard français $B = 10^7$ cycles et $b_A = 4 \cdot 10^{-14}$ watts.

Il s'agit là d'une puissance efficace.

Par définition de F, on trouve à la sortie du récepteur une puissance efficace de bruit b qui vaut :

$$b = F \cdot g \cdot 4 \cdot 10^{-14} \text{ watts} \qquad (4)$$

Considérons maintenant la puissance (en watts) du signal à la sortie du récepteur. Pour préciser, nous appellerons S_v la puissance relative au signal vidéo crête à crête, S_i la puissance relative au signal d'image crête à crête, et nous évaluerons le rapport $\frac{S_i}{b}$.

En effet le signal d'image (synchronisation non comprise), contenant toutes les teintes du noir au blanc, est le seul à traduire la scène transmise. C'est donc bien la puissance S_i qu'il convient d'évaluer pour définir la qualité d'une image.

$$S_i = 10^{-12} \cdot \frac{u^2}{4R} \cdot g \text{ watts} \qquad (5)$$

avec u exprimé en microvolts.

D'après (1) et (2) on peut écrire :

$$S_i = 10^{-12} \cdot \frac{G\lambda^2 e^2}{180\pi^2} \cdot g$$

Donc :

$$\frac{S_i}{b} = \frac{G\lambda^2 e^2}{200F} \qquad (6)$$

Il est d'usage de prendre pour le champ la valeur E, crête à crête, comme référence. On a dans ce cas :

$$\boxed{\frac{S_i}{b} = \frac{G\lambda^2 E^2}{100F}} \qquad (6 \text{ bis})$$

Cette relation simple permet de prévoir, connaissant E^2, les moyens à mettre en œuvre à la réception pour disposer d'un rapport signal à bruit donné. Elle met en évidence l'intérêt d'un aérien à grand gain et d'un récepteur à faible bruit.

Notons que $\frac{S_v}{b}$ est supérieur à $\frac{S_i}{b}$ de 3 décibels environ.

3. Structure générale du récepteur.

Lorsqu'on désire recevoir un émetteur de télévision à moyenne distance, dans une région où le champ est fort, il n'y a point lieu de rechercher particulièrement un facteur de bruit faible. On utilise alors une penthode en H.F. suivie d'un changement de fréquence, de l'amplificateur à fréquence intermédiaire (F.I.) et de la détection. Nous appellerons cet ensemble récepteur de télévision ou récepteur moyenne distance.

Si par contre, on est à grande distance de l'émetteur, il est nécessaire de placer devant le récepteur précédent des étages d'entrée dont la fonction essentielle est de procurer un faible facteur de bruit. Ces étages constituent le préamplificateur et nous appellerons récepteur à faible bruit l'ensemble préamplificateur + récepteur.

1. Préamplificateur a bruit minimum.

Lorsqu'on dispose deux étages en cascade le facteur de bruit total vaut :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{g_1} \qquad (7)$$

g_1 étant le gain en puissance du premier étage.

Dans le cas le plus général, l'expression de F contient autant de termes que d'étages, mais en pratique seuls les deux premiers ont une influence notable sur le bruit global.

Pour réduire F_1 et F_2 on fait appel à deux triodes V_1 et V_2 et l'on obtient une valeur élevée de g_1 par le choix du montage. Suivant l'électrode mise à la masse pour chacune des deux triodes, il y a neuf combinaisons possibles, mais la seule qui remplisse les conditions requises pour le bruit minimum est la combinaison : V_1 cathode à la masse, V_2 grille à la masse. Ainsi le premier étage est chargé par l'impédance d'entrée du second, laquelle est faible et autorise le gain de puissance g_1 maximum. L'amplification en tension du premier étage est par ailleurs voisine de l'unité, ce qui assure une excellente stabilité au montage. V_1 sera choisi parmi les tubes à faible résistance de bruit et un soin particulier sera apporté à son circuit d'entrée. Pour V_2, grille à la masse, le choix est plus aisé et les conditions de travail ont moins d'importance. Afin d'éviter les difficultés de réglage et de réduire le couplage direct, on prendra une triode ayant une faible capacité cathode-plaque. A cet effet V_2 sera une 6J4, tube qui donne entière satisfaction. Examinons maintenant le circuit d'entrée de V_1 (figure 3).

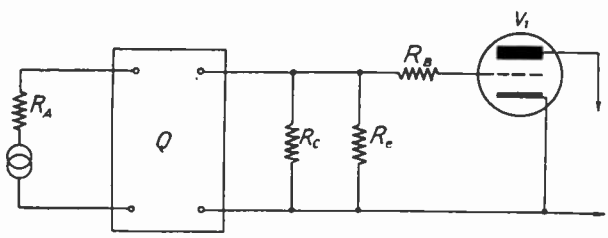


Fig. 3.

R_A : Résistance de l'antenne vue à travers le câble de liaison.

Q : Quadripôle transformateur d'impédance.

R_c : Résistance d'amortissement due au circuit d'entrée et à la self de cathode.

R_e : Résistance due au temps de transit des électrons

R_B : Résistance de bruit de la lampe.

R_c souffle à la température ambiante, tandis que R_e souffle à une température absolue 5 fois plus grande. Pour le calcul, tout se passe comme si l'on avait R_c et R_e en parallèle, soit une résistance $R = \dfrac{R_c R_e}{R_c + R_e}$ soufflant à une température qui vaut ρ fois la température ambiante avec :

$$\rho = \frac{R_e + 5 R_c}{R_c + R_c} \qquad (8)$$

Dans ces conditions, on démontre que :

$$F_1 = 1 + \rho \frac{R'_A}{R} + \frac{R_B}{R'_A}\left(1 + \frac{R'_A}{R}\right) \qquad (9)$$

Dans cette expression R'_A représente la résistance d'antenne transformée par le quadripôle Q. Bien entendu, la capacité d'entrée de V_1 est accordée au moyen d'une self.

En dérivant (9) par rapport à R'_A on trouve que F_1 est minimum lorsque :

$$\frac{1}{R'^2_A} = \frac{\rho}{R \cdot R_B} + \frac{1}{R^2} \qquad (10)$$

Dans la plupart des cas (sauf en ondes très courtes) on a $\rho R \gg R_B$ et (10) devient :

$$\frac{1}{R'^2_A} = \frac{\rho}{R \cdot R_B} \qquad (11)$$

La valeur correspondante de F_1 soit F_1 (opt.) est :

$$F_1 \text{ (opt)} = 1 + 2\sqrt{\frac{\rho \cdot R_B}{R}}. \qquad (12)$$

D'après (10) on satisfait à la condition de bruit minimum pour une valeur déterminée R'_A. Ceci revient à fixer la bande passante du circuit d'entrée lequel est amorti par R'_A et par R. En pratique, la bande ainsi déterminée, est très supérieure à la valeur de 10 Mc/s utilisée en télévision.

Nous avons réalisé plusieurs versions d'un préamplificateur employant deux triodes V_1 et V_2 montées suivant la combinaison indiquée plus haut. Elles sont suivies d'une autre triode V_3 dont la sortie est à basse impédance et reliée par un coaxial à l'entrée du récepteur proprement dit. Chaque version est caractérisée par le choix du tube V_1, le schéma de principe restant le même (figure 1) ainsi que V_2.

Comme on le voit, le quadripôle Q est un autotransformateur, le coaxial d'antenne aboutissant à une prise sur la bobine L_1 du circuit de grille. C'est en faisant varier la position de la prise que l'on obtient le facteur de bruit minimum. V_1 est

neutrodyné par une bobine L_N dont le réglage est peu critique. Le courant continu de V_2 est refermé à la masse par la bobine L_2 qui accorde les capacités des lampes V_1 et V_2. Cet accord est flou mais il importe de le réaliser au mieux car il influe sur le facteur de bruit global. On remarque en effet que le montage est possible en supprimant L_2, mais alors, d'une part, le courant continu de V_2 passe dans le circuit d'entrée de V_1, ce qui augmente le bruit, d'autre part, le réglage de la prise sur L_1 devient critique

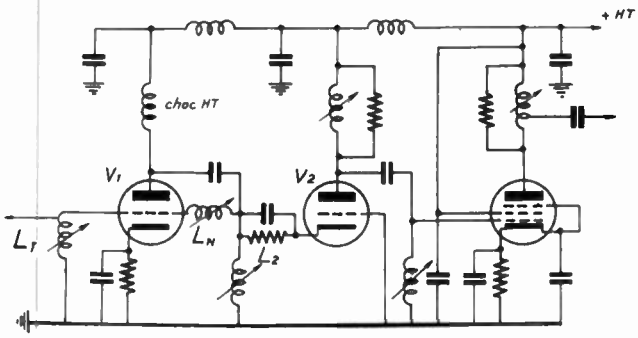


FIG. 4.

La charge de V_2 comporte deux circuits accordés et légèrement surcouplés De la sorte la sélectivité de l'ensemble circuit d'entrée de V_1 – charge de V_2 est telle que le canal de télévision intéressé est transmis sans aucune atténuation

Le gain en puissance du préamplificateur complet est de 26 dB

La mesure du facteur de bruit est faite à l'aide d'un générateur à diode saturée Les résultats sont rassemblés dans le tableau suivant.

V_1	V_2	Fréquence en Mc/s	Facteur de bruit en dB
6 AK 5 (triode)	6 J 4	45	2
6 AK 5 (triode)	6 J 4	180	6,2
6 J 4	6 J 4	180	4,2
5842	6 J 4	180	2,2

Ainsi, en ce qui concerne V_1, l'avantage du tube 5842 (Western Electric) est très marqué, mais la 6J4 est satisfaisante. Mentionnons que dans le cas de deux 6J4 à 180 Mc/s, le facteur de bruit passe de 4,2 à 6,2 dB en supprimant la bobine L_2.

A titre de comparaison si V_1 est une penthode 6AK5 dont l'entrée est adaptée à l'antenne ou au câble et V_2 une lampe changeuse de fréquence (cas du récepteur à moyenne distance), le facteur de bruit est de 10 dB.

5. Disposition relative optimum de l'ensemble antenne-entrée du récepteur.

La relation (10) que nous réécrivons sous une autre forme, soit :

$$\frac{R}{R'_A} = \sqrt{1 + \rho \frac{R}{R_B}} \qquad \text{(10 bis)}$$

montre qu'au réglage optimum de bruit on est conduit à un taux d'ondes stationnaires non négligeable pour le préamplificateur. Il faut remarquer en outre que le facteur de bruit de ce préamplificateur est majoré en fait du nombre de décibels d'atténuation du câble qui le relie à l'antenne. *Ce sont là deux raisons importantes pour placer le préamplificateur tout près de l'antenne.*

De plus le récepteur qui suit, a son entrée adaptée et non réglée pour le minimum de bruit. Il est donc normal de placer la longueur de câble nécessaire entre le préamplificateur voisin de l'antenne et le récepteur situé dans la station. Dans ce cas tout se passe comme si l'on réduisait le gain g_1 du préamplificateur, mais comme le montre la relation (7), l'atténuation du câble n'a d'influence sensible sur F que si elle atteint une dizaine de décibels, ce qui autorise une longueur très appréciable.

C'est donc seulement dans ces conditions que l'on tirera tout le parti des performances de l'appareillage de réception.

En principe, la même conclusion est valable dans tous les cas, mais à moyenne distance le récepteur est en station, relié directement à l'antenne par un câble auquel on demandera simplement de ne pas avoir de pertes excessives.

6. Sensibilité utilisable — Amplification nécessaire.

La sensibilité utilisable s'exprime par la f.e.m. de signal d'image induite dans l'antenne, qui permet d'obtenir à la sortie du récepteur un rapport déterminé des puissances de signal d'image et de bruit.

Ce rapport nous est donné en fonction de la f.e.m. crête d'image, par le quotient des expressions (5) et (4) soit :

$$\frac{S_i}{b} = \frac{10^2\, u^2}{16\, R.F} \qquad (13)$$

En s'imposant $\frac{S_i}{b} = 400$ (26 dB) on obtient la sensibilité utilisable en fonction de la résistance d'antenne et du facteur de bruit du récepteur.

$$u = 8\sqrt{R.F} \qquad (14)$$

Cette expression très simple, permet d'évaluer l'amplification de tension minimum à donner au

récepteur. Comme nous le verrons plus loin, le rendement de la détection est de $\frac{1}{6}$, c'est-à-dire que pour que pour obtenir 1 volt de signal crête video (ou 0,75 volt de signal crête d'image) l'amplificateur F.I. doit fournir 6 volts crête de signal de télévision « video » (ou 4,5 volts crête de signal de télévision « image »).

Si A désigne l'amplification :

$$A \cdot u = 4{,}5 \cdot 10^6 \ (u \text{ en microvolts})$$

Cette relation n'est qu'approchée car elle suppose que la tension sur la grille du premier tube est u mais elle nous fournit une valeur approximative de A.

Avec $R = 75$ et $F = 2{,}5$ (4 dB), on obtient pour A : 93 décibels.

En fait, pour tenir compte de l'atténuation du câble et éventuellement d'une commande automatique de gain, il sera bon de disposer d'une marge d'une vingtaine de décibels, d'où environ 110 dB comme amplification globale *maximum* (la grille des lampes soumises à la commande de gain étant reliée à la masse).

III. Sélectivité. — Amplification. — Détection.

7. Sélectivité globale du récepteur.

Actuellement tous les émetteurs utilisent pour la transmission de l'image le système à bande latérale résiduelle (figure 5). Dans un canal direct la bande

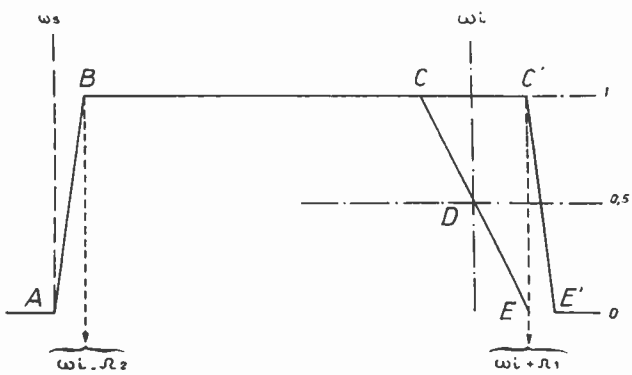


Fig. 5.

transmise s'étend de $\omega_i - \Omega_2$ à ω_i et la bande résiduelle de ω_i à $\omega_i + \Omega_1$ (ω_i étant la pulsation de la porteuse image). Pour le standard français, le rapport de dissymétrie $\frac{\Omega_2}{\Omega_1}$ est de l'ordre de 10 (ω_s désigne la pulsation de la porteuse son).

Ceci étant, la fonction de transmission théorique du récepteur est représentée par $A\ B\ C\ D\ E$; la fréquence porteuse est affaiblie de 6 dB par rapport à la partie BC.

La réponse transitoire de ce système et la comparaison avec le système à deux bandes latérales identiques ont été étudiées par Kell et Fredendall [4] et plus récemment par L. Bourassin [5].

Mentionnons deux points de cette étude, essentiels pour assurer une bonne qualité à la réception. D'une part, il est souhaitable que le niveau de la fréquence porteuse soit correctement placé à 6 dB au-dessous du maxima. D'autre part, la distorsion de phase étant liée à la pente autour de la porteuse (partie $C\ D\ E$), il est bon que cette pente ne soit pas supérieure à la valeur théorique de la figure 5.

Le préamplificateur ne participant pas à la sélectivité à l'intérieur du canal, celle-ci est assurée par le récepteur. Pour la commodité du calcul et surtout pour la facilité de mise au point, on réalise la fonction de transmission requise, uniquement dans l'amplificateur F.I. On aboutit ainsi à un matériel standard, réglé à fréquence fixe, quelque soit le canal reçu.

Rappelons enfin que la courbe de réponse de l'amplificateur F.I. image doit présenter une crevasse profonde, environ 45 dB au-dessous du maximum, sur la porteuse son transposée (c'est le point A de la figure 5).

Remarque :

Ce qui précède est valable pour la sélectivité d'un récepteur comportant une détection qui fournit le signal video au modulateur de l'émetteur satellite. Pour éviter de démoduler, on peut faire fonctionner l'émetteur en changeur de fréquence, auquel cas on lui fournit le signal de télévision F.I. du récepteur. La fonction de transmission à la réception est alors représentée par $A\ B\ C'\ E'$.

8. Étage H.F. et changement de fréquence.

La plupart des canaux français de télévision se trouvent en bande III (162 à 218 Mc/s). Le changement de fréquence s'impose et devant lui un étage amplificateur H.F.

Le circuit d'entrée de cet étage est adapté à l'impédance du câble coaxial ce qui donne un fonctionnement correct aussi bien dans le cas où le récepteur est relié à l'antenne que dans le cas où il est relié au préamplificateur d'antenne.

Cet étage est équipé d'une penthode telle que la 6 AK 5. Une triode, grille à la masse, donnerait un meilleur facteur de bruit, mais nécessiterait un réglage plus délicat. Dans la plaque du tube, on utilise avantageusement un transformateur accordé ; ainsi l'étage H.F. assure à la fois une transmission sans atténuation dans le canal et une bonne protection en dehors de la bande passante.

Le changement de fréquence se fait au moyen d'une lampe double en séparant la fonction conversion de la fonction oscillation. La double triode 12 AT 7 est très satisfaisante mais il est préférable d'employer une triode-penthode à cathodes séparées, telle que la récente ECF 80. La triode fonctionne alors en oscillatrice et la penthode en convertisseuse ; grâce à la faible capacité grille-plaque on a une meilleure

séparation entre la H.F. et la F.I. et la mise au point se trouve facilitée.

La stabilité de fréquence de l'oscillateur local est très importante. En effet, l'étage H.F. transmet également les deux voies image et son, celles-ci n'étant séparées qu'à l'entrée de l'amplificateur F.I. Le glissement en fréquence de l'oscillateur local à donc trois effets néfastes :

— il modifie l'amplitude de la porteuse sur la fonction de transmission image ;

— il décentre la porteuse sur la courbe de sélectivité de la voie son ;

— enfin et surtout, il déplace la porteuse son à fréquence intermédiaire par rapport à la crevasse de la voie image.

Au fond de cette crevasse on réalise aisément une variation de 5 dB pour 100 kc/s d'écart. D'autre part la fréquence de l'oscillateur local peut atteindre 240 Mc/s. Une stabilité de l'ordre de 1×10^{-4} est donc nécessaire. On y parvient en utilisant pour l'étage convertisseur une haute tension régulée et en réalisant le circuit oscillant avec soin : le montage Colpitts, avec une alimentation parallèle donne d'excellents résultats.

L'ensemble des étages H.F., changeuse de fréquence et oscillatrice, dont le réglage dépend du canal reçu, est câblé sur un bloc amovible. Il est avantageux de réunir cet ensemble à l'amplification F.I. par une liaison à basse impédance au moyen d'un élément de ligne coaxiale souple.

Remarque 1 :

Lorsque l'émetteur satellite fonctionne avec transposition de fréquence, l'oscillateur local du récepteur devra être piloté par quartz, pour satisfaire aux exigences sur la stabilité et la précision des porteuses émises.

Remarque 2 :

Dans le cas de la bande I (41 à 68 Mc/s), il est préférable à tous points de vue d'utiliser un récepteur à amplification directe.

9. Amplificateur image a fréquence intermédiaire.

Etant donné les exigences créées par la largeur de bande à transmettre, cette partie du récepteur mérite une attention particulière.

9.1. *Choix du canal F.I.*

Le choix d'un canal unique dépend de plusieurs facteurs et en premier lieu de la nature du problème posé, c'est-à-dire dans le cas présent, de la possibilité de réémettre le signal de télévision. On trouvera, en annexe, les raisons qui, de ce point de vue, ont conduit à adopter un canal s'étendant de 26 à 37 Mc/s.

Cette valeur est également favorable au point de vue technique car elle réalise un bon compromis. Elle est suffisamment élevée pour assurer une détection correcte et conduit néanmoins à une mise au point aisée de l'amplificateur F.I. L'impédance d'entrée des lampes vers 30 Mc/s permet en effet d'obtenir des surtensions relativement élevées. De plus l'accord des circuits est peu sensible aux variations de capacité parasite donc au remplacement des lampes.

Enfin le choix de ce canal est justifié par la comparaison suivante entre deux récepteurs semblables, ayant la même courbe de réponse, dont l'un utilise une F.I. centrée à 30 Mc/s, l'autre une F.I. plus élevée, centrée à 70 Mc/s.

Nous avons observé sur un oscilloscope à large bande la réponse des deux récepteurs à des signaux transitoires à front raide. Les oscillogrammes ne présentent aucune différence. Il en est de même pour la transmission des détails successifs de la mire de définition.

9.2. *Circuits de liaison* :

L'emploi de circuits synchrones n'étant guère compatible avec une largeur de bande élevée, l'amplificateur F.I. peut être réalisé au moyen de transformateurs accordés ou encore avec des circuits décalés.

L'emploi de transformateurs accordés présente un certain avantage quant au gain mais donne une courbe de sélectivité à flancs raides. Aussi, adopterons-nous la solution circuits décalés qui conduit à une meilleure loi de phase tout en demandant un réglage plus simple et plus rapide.

Cette solution est en effet d'un emploi très souple et permet de calculer presque complètement l'amplificateur F.I., la seule mise au point effective portant sur la surtension d'un circuit par étage. Cinq étages sont nécessaires pour atteindre l'amplification demandée. On dispose donc de six circuits F.I. Si l'on décale l'ensemble pour réaliser un sextuplet, on obtient le gain maximum mais la surtension des circuits extrêmes est élevée et l'on obtient une courbe de réponse amplitude-fréquence très plate au sommet ; avec deux groupes de trois

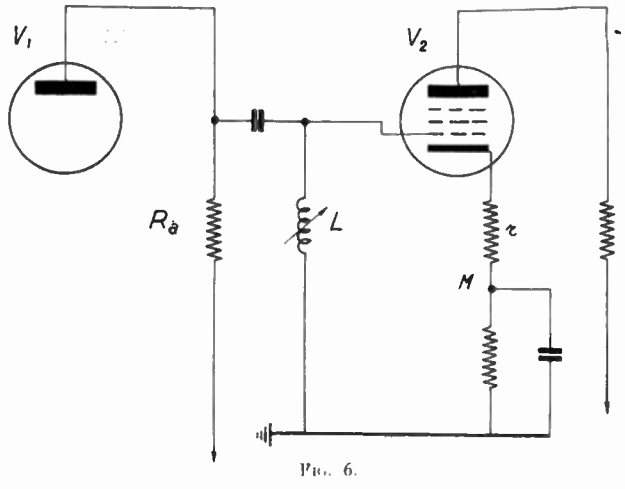


Fig. 6.

circuits on arrive au meilleur compromis entre le gain et la forme souhaitée pour la courbe de réponse.

Les tubes amplificateurs sont, soit des EF 80 à pente fixe (étages à gain constant) soit des EF 85 à pente variable (étages soumis à la commande de gain). Ces lampes ont un bon facteur de mérite et leur fonctionnement est stable grâce aux deux sorties de cathode.

Le circuit d'accord est relié à une grille de lampe et sa résistance d'amortissement à la plaque du tube précédent. Chaque étage est polarisé par la cathode ; dans le cas des tubes à pente variable la résistance de polarisation de cathode comporte une partie r non découplée (figure 6). Cet artifice annule pratiquement la variation de capacité et d'impédance d'entrée due à la variation du potentiel de grille. La valeur optimum de r est voisine de 30 ohms.

9.3. *Protection en dehors de la bande passante* :

La figure 5 représente la fonction de transmission théorique ($ABCDE$) à l'intérieur du canal image. Le point A correspond à l'élimination de la porteuse son, celle-ci devant présenter une atténuation de l'ordre de 45 dB par rapport à la partie BC de la courbe. On obtient cette atténuation au moyen de circuits L_s C_s tels que ceux des figures 7 *a* et 7 *b* accordés sur la pulsation ω_s.

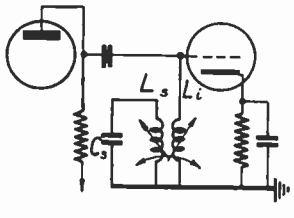


FIG. 7 *a*.

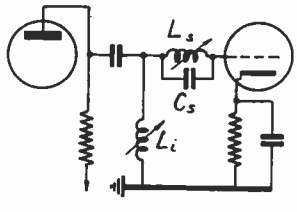


FIG. 7 *b*.

En outre, il est nécessaire, pour prévenir les risques d'interférences possibles avec les canaux adjacents, d'avoir un bon affaiblissement en dehors de l'intervalle A E. Les circuits éliminateurs de son créant une remontée à gauche de A, il est donc préférable de la supprimer au moyen de nouveaux circuits accordés sur une pulsation inférieure à ω_s. On opère de même pour la partie située à droite du point E.

9.4. *Distorsion de phase* :

Les considérations qui précèdent font apparaître que la courbe amplitude-fréquence de l'amplificateur F.I. image doit avoir une allure assez particulière, imposée en premier lieu par le système d'émission à bande latérale résiduelle et en second lieu par la proximité de la voie transmettant le son.

D'une manière générale, dans un amplificateur utilisant des circuits de liaison à « minimum de phase », la courbe phase-fréquence est complètement déterminée par la courbe amplitude-fréquence. Autrement dit, des amplificateurs ayant la même courbe de sélectivité ont également la même réponse aux phénomènes transitoires, qu'ils soient constitués au moyen de transformateurs accordés ou au moyen d'une combinaison quelconque de circuits décalés.

Mais, de plus, on obtient la meilleure linéarité de phase avec une courbe amplitude-fréquence arrondie au sommet et possédant des flancs en pente douce.

C'est précisément parce que dernier ce principe est satisfait d'une manière simple par l'emploi de groupes de circuits décalés que nous avons choisi ce type de circuits de liaison. De cette manière, un réalise autour de la porteuse image une pente légèrement inférieure à la pente théorique C D E et corrélativement une partie arrondie autour du point C. Ce sont là les meilleures conditions pour une bonne transmission du signal de télévision. Avec des transformateurs accordés ou avec un sextuplet on obtient un flanc trop raide sur la porteuse, ce qui accroît les défauts de la réponse transitoire.

En ce qui concerne la partie élevée du spectre, située autour du point B sur la courbe, le type de circuit utilisé a moins d'importance, car la forme de la partie A B est surtout régie par la présence des circuits éliminateurs de son. La courbe en trait plein de la figure 8 représente la fonction de transmission obtenue pour l'amplificateur F.I. image,

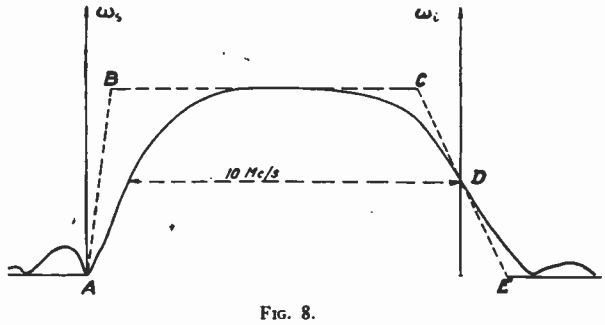


FIG. 8.

constitué par deux groupes de trois circuits décalés. On a tracé en pointillé la ligne A B C D E qui nous a servi à définir la sélectivité du récepteur.

Remarque :

Dans le cas où l'on ne démodule pas, on n'est plus astreint aux mêmes conditions sur la porteuse, et le réglage du récepteur s'en trouve simplifié. Un étage de plus est sans doute nécessaire car la largeur de bande est accrue. Dans ce cas, le récepteur se comporte d'ailleurs dans la chaîne de transmission comme un maillon supplémentaire analogue à un émetteur à bande latérale résiduelle.

9.5. *Mise au point de l'amplificateur* :

Pour le réglage de l'accord et de la surtension des circuits le point essentiel réside dans le procédé de mesure qui doit permettre à l'amplificateur de fonctionner dans les conditions normales. Aucune difficulté en ce qui concerne l'étage précédant le détecteur, celui-ci fournissant un circuit de mesure idéal.

Il n'en va pas de même pour les autres étages ; l'utilisation d'un volmètre haute fréquence désaccorde les circuits et modifie la charge des lampes. De plus la mesure ainsi effectuée a lieu sur un circuit

dont la bande est du même ordre, voire inférieure à celle du circuit soumis au réglage.

Pour remédier à cet inconvénient nous avons utilisé le procédé suivant qui donne entière satisfaction : reportons-nous à la figure 6 et soit à régler la bobine L dans la grille de V_2. On attaque V_1 au moyen d'un générateur modulé en basse fréquence et on effectue la mesure en M sur la résistance découplée de cathode au moyen d'un simple voltmètre BF. Il y a en effet détection sur la cathode dès que V_2 reçoit sur sa grille un certain niveau. La détection étant quadratique, il est bon d'opérer à niveau de sortie constant en utilisant l'atténuateur étalonné du générateur.

Un dernier avantage de ce procédé est de permettre d'une manière simple l'alignement d'un amplificateur muni de son blindage ; il suffit de percer un trou de faible diamètre, pour le passage d'un fil blindé à l'aplomb de la cathode de chaque étage.

10. Amplificateur son a fréquence intermédiaire.

Il est constitué d'une manière classique, l'émetteur de son transmettant les deux bandes en modulation d'amplitude (standard français).

Le signal est prélevé immédiatement après la changeuse de fréquence, sur la bobine L_s du premier circuit éliminateur de son dans la voie image (voir figure 7 *a*).

Pour la réalisation de l'amplificateur, il est tout indiqué d'utiliser des circuits synchrones, l'amortissement étant produit uniquement par l'impédance d'entrée des lampes. Si l'on accorde les circuits sur les capacités parasites seulement, on obtient, avec deux étages, un gain surabondant pour une largeur de bande de 500 kc/s. On préfère réduire le gain et la bande passante, soit en augmentant la capacité d'accord, soit en connectant la grille sur une prise de la bobine d'accord. On aboutit ainsi à une bande voisine de 300 kc/s. Elle est supérieure à la valeur requise, mais, comme nous le verrons plus loin, il est sans intérêt de chercher à la réduire davantage.

La mise au point ne présente aucune difficulté ; il suffit de veiller à ce que le maximum de la courbe de sélectivité de la voie son coïncide parfaitement avec la crevasse correspondante de la voie image.

11. Détection.

Nous envisageons ici le détecteur dans le cas où il fournit le signal video à l'émetteur satellite ; il s'agit alors de reproduire la modulation le plus fidèlement possible.

Lorsque l'émetteur satellite reçoit le signal de télévision à fréquence intermédiaire, la détection n'a d'autre but que de fournir la modulation au dispositif de commande automatique de gain dont nous verrons la nécessité plus loin (4e partie). Elle ne présente alors aucune difficulté par rapport au cas précédent car elle n'a pas besoin de reproduire les fréquences les plus élevées du spectre.

11.1. *Détection « image » :*

Le récepteur doit délivrer le signal video en polarité positive, sur une ligne de transmission coaxiale de 75 ohms, avec une amplitude de 1 volt crête à crête. Comme il y a généralement plusieurs sorties (contrôle, mesures) équipées d'étages à charge cathodique, ceux-ci sont précédés d'un tube amplificateur.

Aussi détecte-t-on en polarité négative conformément au schéma de la figure 9. La diode utilisée

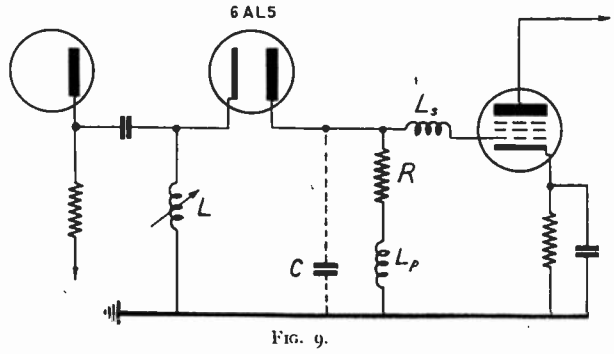


Fig. 9.

est une 6 AL 5. Les éléments de détection sont R et C, dont la valeur est à déterminer. Pour cela, nous remarquerons qu'il est difficile de parler de bande passante dans un tel montage et analyserons le fonctionnement du point de vue du régime transitoire.

Supposons que la modulation soit constituée par une tension rectangulaire comportant des paliers de durée 0,05 microseconde (période 0,1 microseconde). Soit τ le temps de « montée » du signal de sortie (passage de noir à blanc) et τ' le temps de « descente » (passage de blanc à noir).

Lors du passage noir-blanc, C se charge par intermittence à travers la résistance interne de la diode, laquelle d'ailleurs intervient d'une manière compliquée. Par contre, à la fin du blanc, C se décharge à travers R suivant la loi classique et l'on a alors sensiblement $\tau' = 2\ C\ R$. Généralement, et c'est le cas ici, R est supérieure à la résistance interne de la diode. On a donc $\tau' > \tau$. D'ailleurs, l'expérience montre que si l'on augmente la valeur de R, τ' croit proportionnellement à R, tandis que τ croit moins vite.

Pour la reproduction de la modulation, il suffit, par conséquent, de tenir compte de la constante de temps la plus grande, c'est-à-dire de $C\ R$.

Avec $C\ R = 0{,}01$ microseconde, le temps d'établissement des paliers est de 0,02 microseconde ce qui est satisfaisant, comme le montre la ligne en trait plein de la figure 10. Nous prendrons $R = 2\,000$

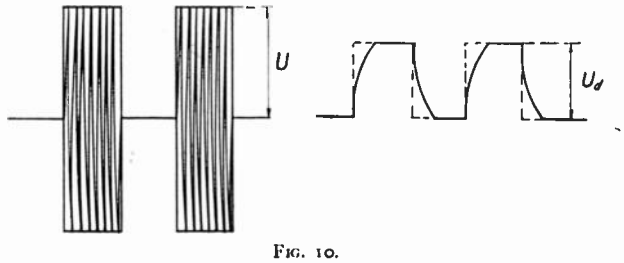


Fig. 10.

ohms et C sera constituée uniquement par la capacité parasite du montage, valeur voisine de 5 picofarads.

Avec une telle constante de temps, la décharge entre les alternances de la fréquence intermédiaire, est importante et le rendement de détection η_i est faible. D'après les notations de la figure on a $\eta_i = \frac{U_d}{U}$. Sa valeur mesurée est de 1/5,5 autrement dit on obtient 1 volt crête à crête en video pour 5,5 volts crête en F.I.

Le montage (figure 9) comporte en outre deux bobines de correction L_p et L_s établies en tenant compte de C et de la capacité d'entrée de l'étage suivant. Cette correction améliore la réponse du détecteur ainsi que le filtrage de la porteuse à fréquence intermédiaire.

11.2. *Mesures sur la détection image* :

Les mesures qu'il importe d'effectuer pour vérifier le fonctionnement de cette partie du récepteur concernent le rendement, la réponse aux transitoires et la linéarité.

a) dans l'évaluation du rendement, on considère l'ensemble dernier étage F.I. — détection. La précaution essentielle consiste à opérer sans modifier les capacités du montage ;

b) pour juger de la réponse en régime transitoire, il y a plusieurs solutions.

— Si l'on dispose d'un générateur F.I. modulé en impulsions à fronts très raides et d'un oscilloscope de hautes performances, la mesure se réduit à une observation.

— On peut aussi utiliser un générateur d'impulsions, relié au détecteur par une résistance assez élevée (au moins 10 R). L'observation à l'oscilloscope du signal de sortie n'est alors valable que pour le temps de « descente » τ'.

— Enfin, faute de mieux, on relève la courbe amplitude-fréquence de la détection au moyen d'un générateur video-sinusoïdal. On retire alors la diode, on place un condensateur C aux bornes de R et on branche le générateur à l'ensemble R C à travers une résistance en série au moins égale à 10 R. Cette façon d'opérer se justifie en remarquant qu'à la fin du palier positif d'une impulsion, la diode est en circuit ouvert et se comporte comme une résistance très supérieure à R. On relève ainsi la bande passante de l'ensemble C R, laquelle est liée au temps τ'.

c) La mesure de la linéarité est très simple. En télévision à modulation positive le manque de linéarité affecte surtout les impulsions de synchronisation. Leur amplitude est comprimée si l'on détecte à niveau trop faible. Pour une reproduction correcte du signal video complet, il est nécessaire de détecter un niveau d'au moins 1,5 Volt. Il est difficile d'obtenir un niveau supérieur sans saturer la dernière EF 80 de l'amplificateur F.I., à cause du faible rendement du détecteur. On y parvient soit en utilisant une lampe de puissance dans le dernier étage F.I. (difficulté de blindage), soit en montant une détection push-pull dont le rendement est supérieur à la détection simple. De telles complications ne sont néanmoins justifiées que dans le cas d'exigences très sévères.

11.3. *Détection son* :

Le schéma est analogue à celui de la détection image, sans bobines de correction. Ici la bande passante est faible et l'on obtient un rendement voisin de l'unité en prenant $C = 100$ picofarads et $R = 200\,000$ ohms.

(à suivre)

BIBLIOGRAPHIE

[1] J. C. Simon et V. Biggi : Un nouveau type d'aérien et son application à la transmission de télévision à grande distance. *Onde Electrique*, N° 332, de novembre 1954.

[2] Kerkhof et Werner : Télévision (Bibl. Technique Philips).

[3] E. Roubine : Les propriétés directives des antennes de réception. *Onde Electrique*, N° 279, de juin 1950.

[4] R.D. Kell et G.L. Fredendall : Selective Sideband Transmission in Television. *R.C.A. Review*, avril 1950.

[5] L. Bourassin : Les systèmes de Télévision à bandes latérales asymétriques. *Ond Electrique*, N° 332 et 333, de novembre et décembre 1954.

LE PROCÉDÉ ASMODULOR
UNE NOUVELLE TECHNIQUE DE MONTAGE POUR APPAREILS ÉLECTRONIQUES

PAR

M. L. PATERNAULT

Ingénieur E.S.E.
à la Compagnie Industrielle des Téléphones

Avant-propos.

Ce néologisme, un peu barbare, a été créé pour désigner en France une technique nouvelle d'assemblages des composants d'un ensemble électronique, technique désignée aux Etats-Unis sous le nom de M. D. E. (Modular Design of Electronics, c'est-à-dire fabrication modulaire des appareils électroniques). Cette dernière désignation a d'ailleurs remplacé l'expression « procédé Tinkertoy » sous laquelle cette technique commençait à être connue.

Quelle est l'origine de cette technique ?

Depuis quelques années la Marine Américaine avait demandé au N. B. S. (National Bureau of Standards) de Washington l'étude d'un procédé de fabrication qui devrait répondre aux conditions suivantes :

- fabrication en très grande série ;
- simplification des montages ;
- diminution de l'encombrement des appareils ;
- interchangeabilité des sous-ensembles ;
- suppression des erreurs de montage ou de câblage ;
- facilité de réalisation par une main d'œuvre non spécialisée ;
- très grande robustesse des appareils.

Cette étude ayant heureusement abouti et les résultats étant dévoilés à l'industrie privée, le Centre National d'Etudes des Télécommunications décida d'étudier l'utilisation de ce procédé pour la fabrication des matériels électroniques. Dans ce but, en 1954, un marché fut passé avec la Compagnie Industrielle des Téléphones.

Au début de 1955 la Compagnie Industrielle des Téléphones délégua une mission aux Etats-Unis avec pour objectif de réunir les éléments techniques et technologiques nécessaires à la constitution d'un atelier pilote. Cet atelier équipé de matériels américains et français, fonctionne actuellement et doit servir de modèle pour l'équipement d'ateliers de grandes séries dès qu'apparaîtra la nécessité et la rentabilité de telles installations.

Les matières premières et les constituants utilisés actuellement sont de provenance américaine. Toutefois des échantillons ont été soumis à l'industrie française pour examiner dans quelles conditions ces pièces pourraient être fabriquées en France. Aucun obstacle majeur n'apparaît et, dans un proche avenir, si le procédé Asmodulor donne lieu à généralisation, toutes les pièces détachées nécessaires à la mise en œuvre du procédé pourront être de construction française.

Ce nouveau procédé était étudié à l'origine pour permettre la réalisation simple de matériel militaire devant être fabriqué en très grande série au moment d'un conflit, alors que les techniciens et les spécialistes seraient employés à des tâches plus complexes, mais on s'aperçut vite que l'on pourrait arriver à un abaissement sensible des prix de revient même pour des petites séries en raison des principes du procédé que nous nous proposons de décrire dans les lignes qui suivent.

Avant de terminer cet avant-propos, il faut remarquer que, chaque opération étant très simple (assemblage des galettes, soudage élémentaire), il est

possible de concevoir une usine entièrement automatique fabriquant des appareils à partir de matières premières brutes : kaolin et liants pour les galettes, amiante et carbone pour les résistances, titanate de Baryum pour les capacités, etc... Une telle usine a fonctionné (avec toutefois 300 techniciens prêts à intervenir en cas d'incident).

Principe.

Un ensemble électronique peut toujours être décomposé en sous-ensembles ayant chacun un rôle bien défini : amplificateurs, modulateurs, filtres, détecteurs, etc... A leur tour ces sous-ensembles sont en presque totalité constitués par des résistances, des capacités, des inductances et des tubes électroniques.

FIG. 1.

Il suffisait donc de trouver à ces différents constituants un support standard recevant un nombre très restreint d'éléments et se connectant facilement entre eux : ce support, dans le procédé ASMODULOR, se présente sous la forme de galettes carrées de céramique de 22,5 millimètres de côté. Ces galettes sont réunies entre elles par des fils de cuivre étamés soudés dans des encoches et utilisés comme connexions électriques et supports mécaniques.

Un empilage de galettes ou « module » représentera un sous-ensemble (fig. 1). Ces modules sont soudés sur une ou deux plaques supports isolantes recevant par ailleurs un circuit imprimé connectant les divers modules entre eux. (fig. 2, représentant un amplificateur à 70 MHz $\pm$ 10 MHz réalisation « classique » et réalisation « Asmodulor »).

On peut définir le procédé ASMODULOR comme une méthode de fabrication d'appareils électroniques complexes au moyen d'assemblages d'ensembles élémentaires simples. On voit immédiatement que l'échange d'un module sera facile et que la réalisation pourra être faite par une main d'œuvre non spécialisée. De même les erreurs de câblage de la plaque support sont impossibles puisque le circuit imprimé est fabriqué par procédé photographique : les seules erreurs possibles sont donc dans les connexions entre galettes d'un même module, mais un examen visuel les décèle instantanément.

Description des constituants modulaires.

Le développement du procédé modulaire est évidemment lié à la miniaturisation : le montage

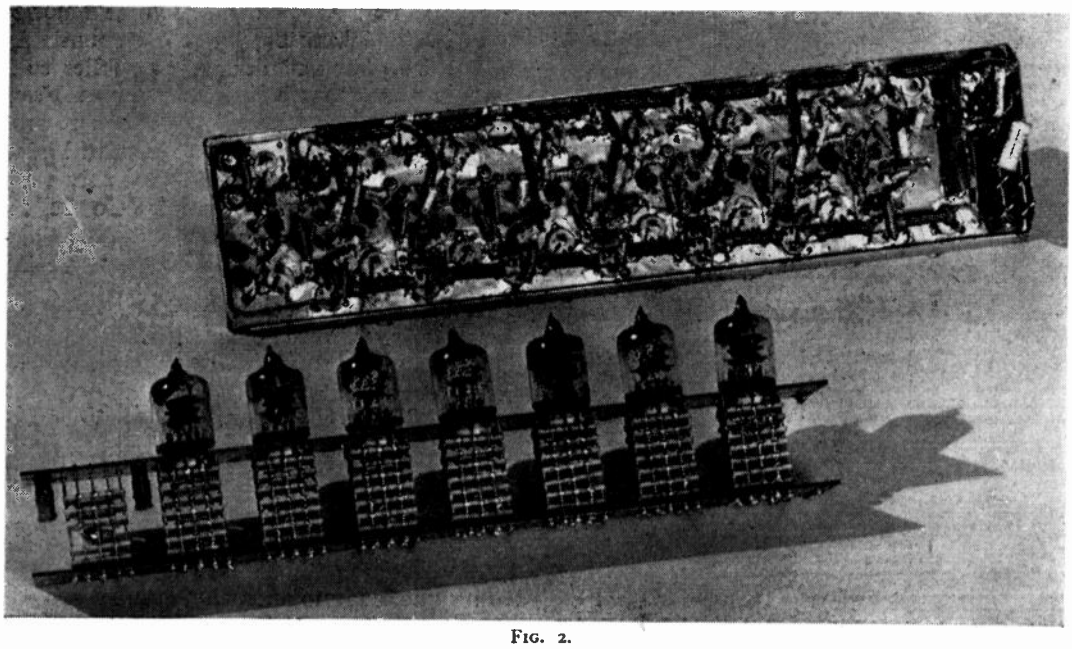


FIG. 2.

modulaire n'est concevable que si l'on peut fabriquer des résistances et des condensateurs de très faibles dimensions. Ces différents constituants sont décrits ci-après :

Galettes : La galette support standard se présente sous la forme d'une plaquette carrée de 22,5 millimètres de côté et 1,5 millimètre d'épaisseur. Cette galette est faite d'un mélange de talc, de kaolin, de carbonate de Baryum et de quelques pour cent de stéarate de zinc qui rendent plus homogène la pâte durant la fabrication.

Chacun des côtés de la galette est muni de trois encoches et sur l'un des côtés est également prévue une quatrième encoche différente des autres servant de repère pour orienter la galette durant les opérations d'assemblage (fig. 3).

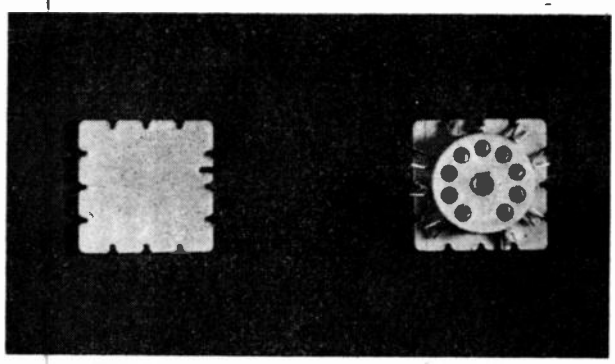


Fig. 3. Fig. 3 *bis*.

Ces encoches une fois argentées serviront de logements aux fils de connexion qui relieront les galettes entre elles.

Après cuisson la galette possède la propriété importante de retenir de la soudure à sa surface lorsque, au préalable, on a appliqué une peinture argentée. La résistance des connexions qui seront soudées est telle que la galette se casse lors d'un essai d'arrachement du fil soudé.

Module : Le module standard est constitué par l'empilage de 5 galettes séparées chacune par un espace libre de 3 millimètres ; un support de tube électronique peut être monté sur la galette supérieure, ce qui donne une hauteur totale de 2,7 centimètres.

Bien entendu il est possible d'envisager des modules comprenant un nombre différent de galettes, mais l'expérience a montré que le module standard fournissait une surface suffisante pour monter les constituants d'un étage amplificateur.

Le fil de connexion entre les galettes, fil qui sert de connexion électrique et de support mécanique, a un diamètre d'environ 80/100 de millimètre.

Supports de tubes électroniques : Les supports des tubes 7 et 9 broches employés dans le procédé Asmodulor sont fabriqués en matériau céramique semblable à celui des galettes et les queues des connexions sont soudées directement dans les encoches de la galette après argenture de ces dernières ; un trou central dans la galette permet de réunir rigidement, au moyen d'un rivet, le tube et la galette (fig. 3 *bis*).

Résistances ruban : Les résistances conventionnelles au carbone sont remplacées dans le procédé Asmodulor par des résistances « ruban ». Le ruban servant à la fabrication des résistances est constitué par de l'amiante imprégnée avec différents produits à base de silicone. Il mesure environ 50 millimètres de largeur. Par projection au pistolet on recouvre ce ruban d'une mixture à base de carbone, mixture séchée ensuite au moyen de lampes infra-rouges et traitée ensuite à chaud. A intervalles réguliers on dispose alors sur le ruban, des rectangles constitués par de la peinture à l'argent traîtée au four. Ces rectangles d'argent sont enduits d'adhésifs pouvant se souder à chaud avec l'argent.

Lorsque toutes ces opérations ont été réalisées, le ruban est découpé en bandes pour former des résistances unitaires se présentant sous la forme de petits rectangles de 3 millimètres sur 12 et d'environ 3/10 de millimètre d'épaisseur (fig. 4).

De part et d'autre de la partie résistante on trouve deux parties argentées recouvertes d'adhésif et servant de connexion.

Toutes les résistances ont les mêmes dimensions extérieures : seuls les constituants de la mixture de carbone permettent un échelonnement des valeurs de 10 ohms à 10 mégohms avec une tolérance de 10 %. La puissance de dissipation à une température ambiante de 70° est de 1/2 watt.

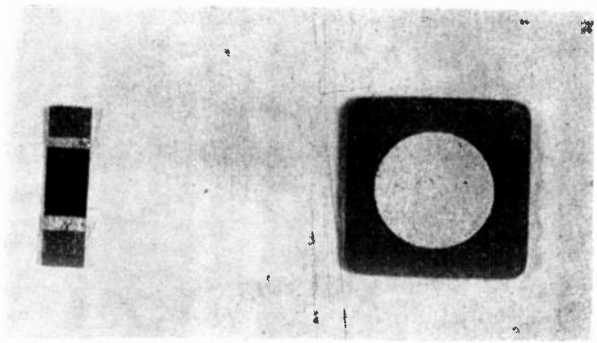


Fig. 4. Fig. 5.

Une galette peut recevoir sur chacune de ses faces deux résistances et par conséquent la galette entièrement équipée avec 4 résistances est donc capable d'une dissipation de 2 watts.

Condensateurs céramique : Les condensateurs céramique utilisés dans le procédé Asmodulor ressemblent à ceux utilisés couramment et se présentent sous la forme de galettes carrées d'environ 13 millimètres de côté et 0,5 millimètre d'épaisseur (fig. 5).

La céramique utilisée est à base de titanate de Baryum, de magnésium et de calcium : la proportion des différents constituants détermine la valeur de la capacité conjointement avec la surface des électrodes qui est constituée par de la peinture à l'argent semblable à celle utilisée sur les galettes.

La capacité des condensateurs est comprise entre

5 micro-microfarads et 0,01 microfarad. Pratiquement, on ne les utilise que jusqu'à 3 700 micro-microfarads. Au delà de cette valeur les condensateurs au Mylar sont seuls utilisés.

Une galette peut recevoir sur une face 2 condensateurs, ces condensateurs ayant un point commun, l'autre face de la galette pouvant être équipée de la même façon.

Condensateurs au Mylar : Ce type de condensateur est appelé à un développement considérable en raison des qualités bien supérieures qu'il présente par rapport aux condensateurs au papier (fig. 6).

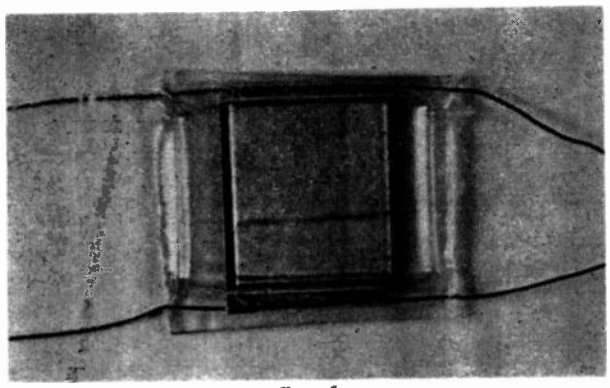


FIG. 6.

Le Mylar se présente sous forme de ruban de l'ordre de 6/1 000 de millimètre d'épaisseur et son bobinage ne pose pas de problème particulier. Les condensateurs utilisés dans la technique Asmodulor se présentent sous la forme de blocs plats d'environ 15 millimètres de côté et de 2 millimètres d'épaisseur. Les connexions sont réalisées au moyen de fils de cuivre étamés soudés sur les armatures des condensateurs ; ces connexions seront soudées sur les galettes dans des encoches.

Inductances : Les inductances utilisées sont en général bobinées, sauf pour les valeurs très faibles qui sont dessinées sur la galette.

Les inductances sont des bobines en fils rangés ou en nids d'abeille et le bobinage est alors collé sur la galette correspondante.

Modules équivalents : Dans certains cas, il n'est pas possible d'utiliser une galette pour supporter un organe relativement volumineux : c'est le cas, par exemple, des condensateurs de découplage tubulaires de forte valeur. On constitue alors un « module équivalent » formé de deux galettes réunies par les fils de connexions habituels. Cette sorte de cage peut recevoir par exemple 4 condensateurs tubulaires ou un petit transformateur.

Bien entendu, certains éléments très encombrants ne peuvent en aucune façon être réalisés en éléments modulaires et doivent être fixés directement sur la plaque support du circuit imprimé.

Plaque support : La plaque support est constituée par une feuille isolante (celoron, mélamine, silicone, téflon, etc..) recouverte d'une feuille de cuivre électrolytique d'épaisseur comprise entre 3 et 7/100 de millimètres.

On utilise en général deux plaques supports, l'une recevant les bases des modules, l'autre prévue avec des trous pour laisser le passage des supports des tubes électroniques et connectée au sommet du module. Cet arrangement permet de séparer soit les signaux faibles des signaux forts, soit les circuits d'énergie des circuits parcourus par des courants haute fréquence.

Fabrication d'un module.

Après avoir déterminé le schéma électrique classique d'un appareil à réaliser, on « découpe » ce schéma en éléments. Pour un amplificateur, par exemple, chacun des étages sera découpé et constituera avec la lampe, son support, ses résistances, capacités et inductances, un module. On doit alors répartir les différents éléments devant constituer un module sur les galettes : à cet effet, on dispose d'une feuille de désignation de module (fig. 7) portant à

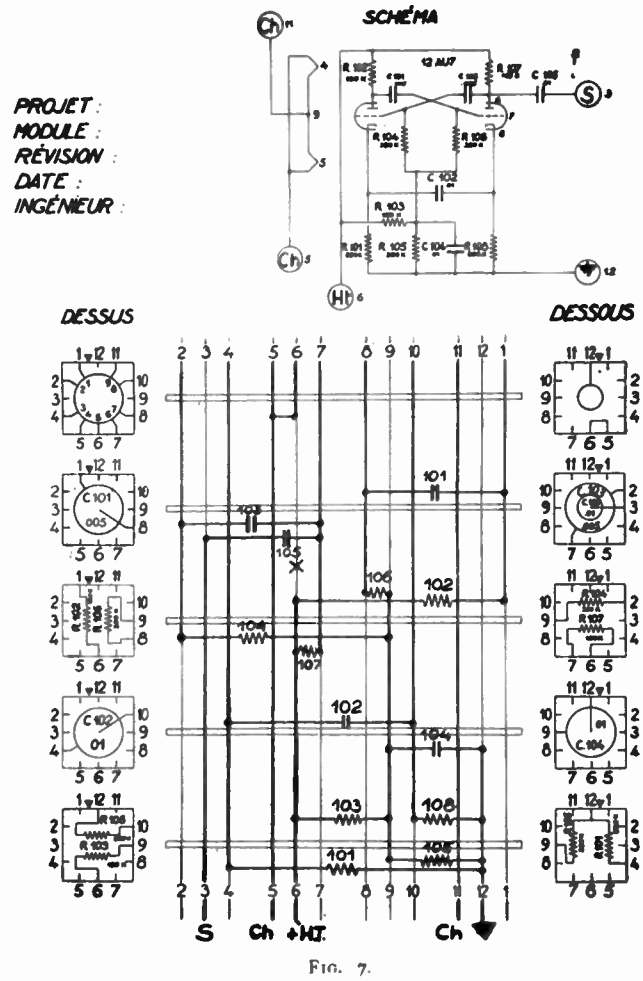


FIG. 7.

sa partie supérieure le schéma de l'étage. En dessous sont figurées de part et d'autre les galettes qui serviront de support, et au centre l'image des 12 fils de liaison entre galettes. L'opérateur transforme alors son schéma classique en schéma modulaire. Pour cela, il dispose dans la partie centrale les éléments résistances, capacités et inductances entre

les fils de connexion qu'il a choisis comme étant les meilleurs, et effectue la liaisons entre ceux-ci.

Il dispose ensuite sur les dessins des galettes, dessus et dessous, les éléments qu'il vient de figurer au centre de la feuille.

On peut alors procéder à la fabrication du module proprement dit.

La figure 8 donne de façon schématique la suite des operations nécessaires à la constitution d'un

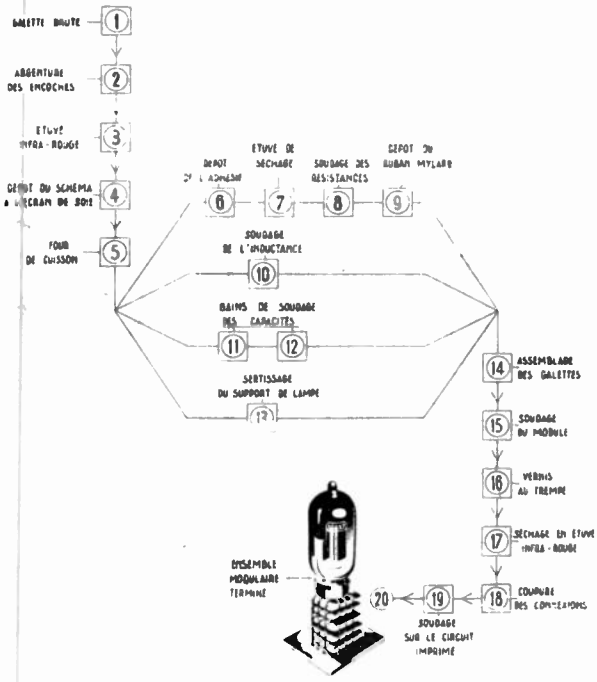


Fig. 8

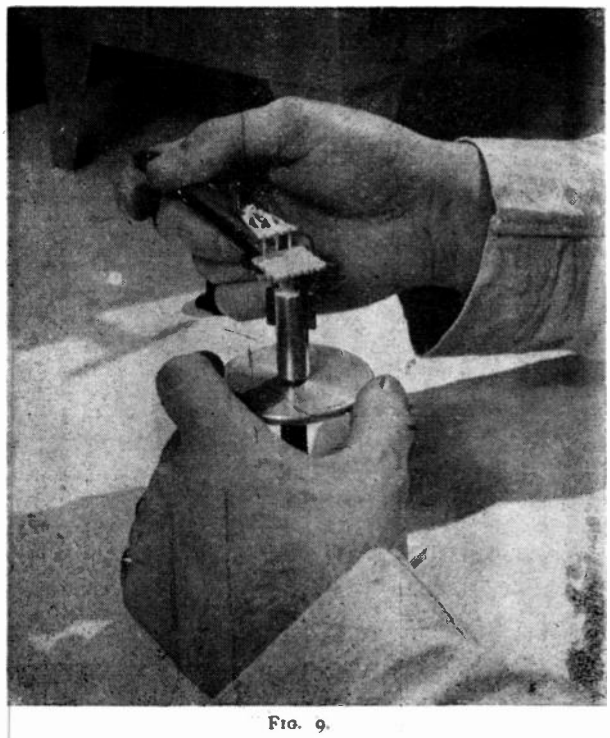


Fig. 9.

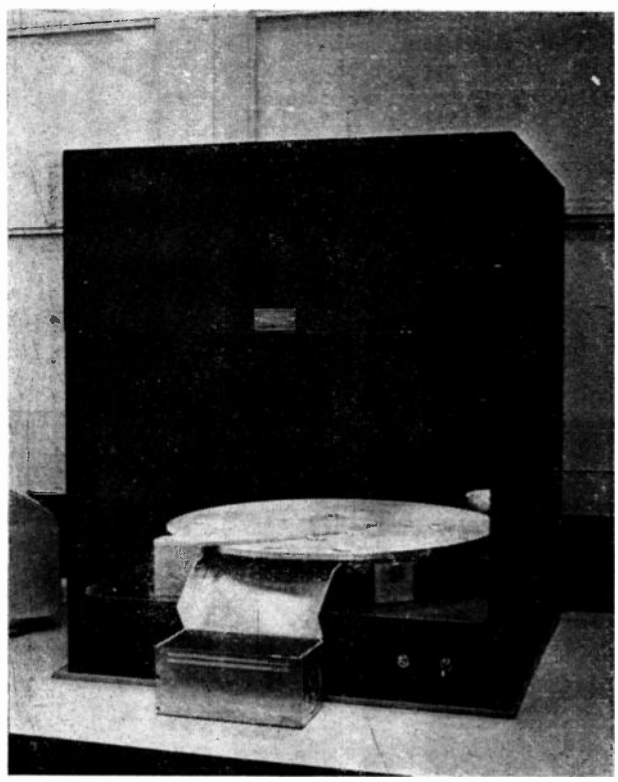


Fig. 10.

module. Chacune de ces opérations sera explicitée ci-après :

1° et 2° *Argenture des encoches* : Cette opération est représentée sur la figure 9 : la galette est fixée sur un support et on dépose de la peinture à l'argent dans les encoches au moyen d'une sorte de pinceau composé de trois fils tendus sur un étrier. L'argenture des encoches s'effectue sur toutes les galettes sans distinction.

3° *Séchage* : Les galettes ainsi préparées sont séchées dans une étuve à rayons infra-rouges munie, à sa partie inférieure, d'un plateau tournant : la vitesse du plateau est réglée de telle sorte qu'à la fin d'un tour la peinture à l'argent soit séchée (fig. 10).

4° *Dépôt du schéma* : Des connexions doivent être réalisées entre l'élément qui sera déposé sur la galette et les encoches correspondantes. Cette opération peut se faire de deux façons :

— *Procédé manuel* (fig. 11) qui consiste à peindre les connexions avec de la peinture à l'argent au moyen d'un pinceau ordinaire.

— *Procédé à l'écran de soie* (fig. 12). L'écran de soie est constitué par un cadre métallique rigide sur lequel est fixé un écran formé par un tamis très fin en fils d'acier inoxydable.

Un compound spécial est déposé sur le tamis, et après sensibilisation par un procédé photographique, le tamis se présente à la manière d'un pochoir, c'est-à-dire que le dessin des connexions apparaît au travers du tamis.

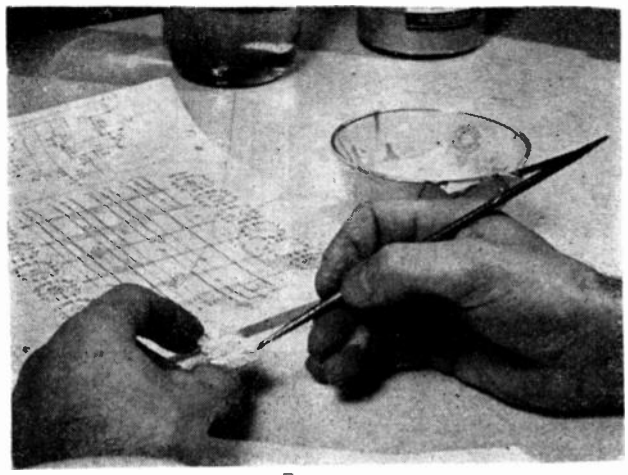


FIG. 11.

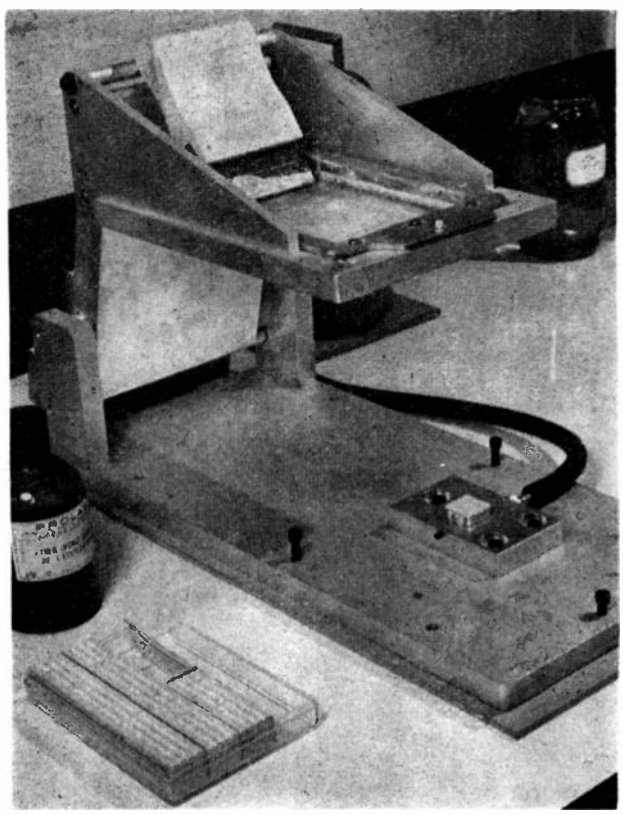


FIG. 12.

La galette à imprégner est mise en place sur un montage spécial, l'écran de soie est mis en contact avec celle-ci et au moyen d'une palette de caoutchouc enduite de peinture à l'argent, le schéma s'imprime au travers des mailles du tamis.

Ce procédé d'impression très simple permet de traîter près de 2 000 galettes par jour.

Ces connexions doivent également être séchées à l'étuve à infra-rouge pour permettre la manipulation des galettes.

A ce stade de la fabrication, le travail technique est terminé et la feuille de désignation du module permet de passer à l'exécution manuelle avec un personnel non spécialisé.

5° *Four à cuisson* : Lorsque toutes les opérations de peinture sont réalisées sur les galettes, on place ces dernières dans un four à 500° qui réalisera l'adhérence de la peinture à l'argent sur chacune d'elles.

A ce moment les galettes sont prêtes à recevoir les différents composants du circuit électrique.

6°, 7°, 8°, 9° *Fixation des résistances ruban* : On commence par déposer au moyen d'un pinceau, une mince couronne d'adhésif autour de la galette qui doit recevoir des résistances. Cette galette est ensuite séchée. Les résistances ruban sont alors soudées au moyen d'une presse à main dont l'outil est constitué par un fer à souder classique ayant une panne en forme de U (fig. 13) ; le soudage de la résistance sur la galette se fait par pression.

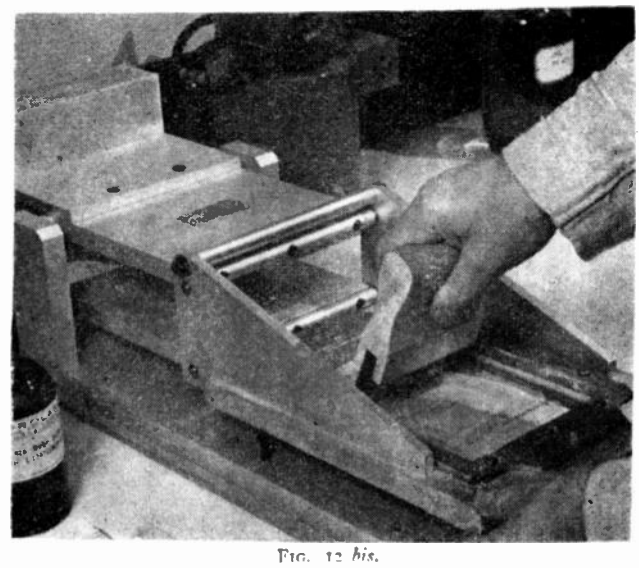


FIG. 12 *bis*.

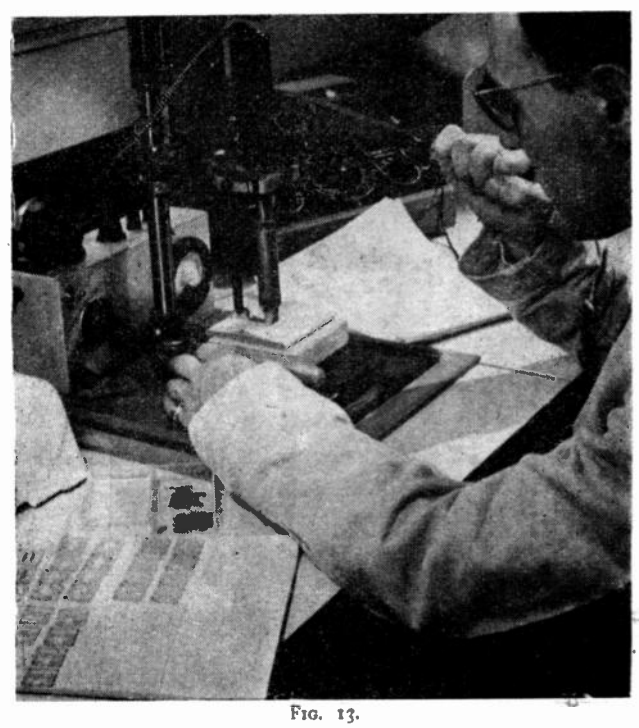


FIG. 13.

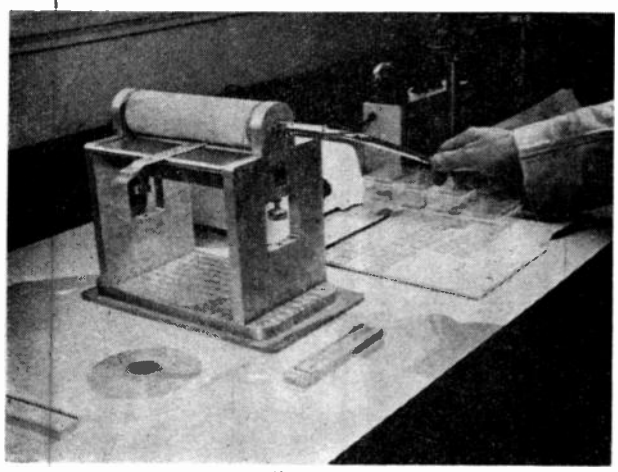


FIG. 14.

La température de la panne du fer est mesurée au moyen d'un couple thermo-électrique visible sur la photo.

Un compte-secondes muni d'une sonnerie permet de ne laisser le fer en contact avec la résistance que le temps nécessaire au soudage de celle-ci.

Les résistances une fois mises en place sur la galette, sont protégées par un carré de ruban Mylar adhésif que l'on dispose sur toute la surface de la galette.

On place ensuite les galettes entre des rouleaux caoutchoutés (fig. 14) en vue d'assurer la parfaite adhérence du Mylar, donc de réaliser une protection efficace des résistances contre les agents extérieurs.

10º *Soudage de l'inductance* : Cette opération consiste simplement à fixer l'inductance réalisée en fils rangés ou en nids d'abeille sur la galette au moyen de peinture adhésive et à présenter les fils de sortie dans les encoches convenables pour leur soudage ultérieur.

11º et 12º *Soudage des capacités* : Les condensateurs au Mylar sont simplement fixés sur la galette, protégés par un morceau de ruban adhésif Mylar et les connexions sont présentées dans les encoches correspondantes pour y être soudées par la suite ; les condensateurs céramique sont fixés sur la galette au moyen d'un adhésif constitué en fait par de la pâte à souder ; la galette munie de son condensateur est alors plongée d'abord dans un bain de paraffine à 100º et ensuite dans un autre bain de paraffine à 200º (ces 2 bains évitent tous chocs thermiques à la galette et au condensateur). La pâte à souder se transforme alors en une soudure énergique. Bien entendu, on aura également eu soin de prévoir pour l'électrode supérieure du condensateur un morceau de fil de cuivre étamé badigeonné de pâte à souder.

Si le condensateur doit recevoir lui-même un autre condensateur, on répète l'opération (fig. 15).

13º *Sertissage du support de lampe* : Le support de lampe est serti de façon classique sur une galette et les queues de connexion sont présentées dans les encoches convenables en vue du soudage ultérieur.

14º *Assemblage des galettes* : Lorsque toutes les galettes sont équipées de leurs éléments respectifs, on les assemble dans un montage représenté par la figure 16, l'encoche repère de chaque galette étant dans l'alignement de ses semblables. L'ensemble

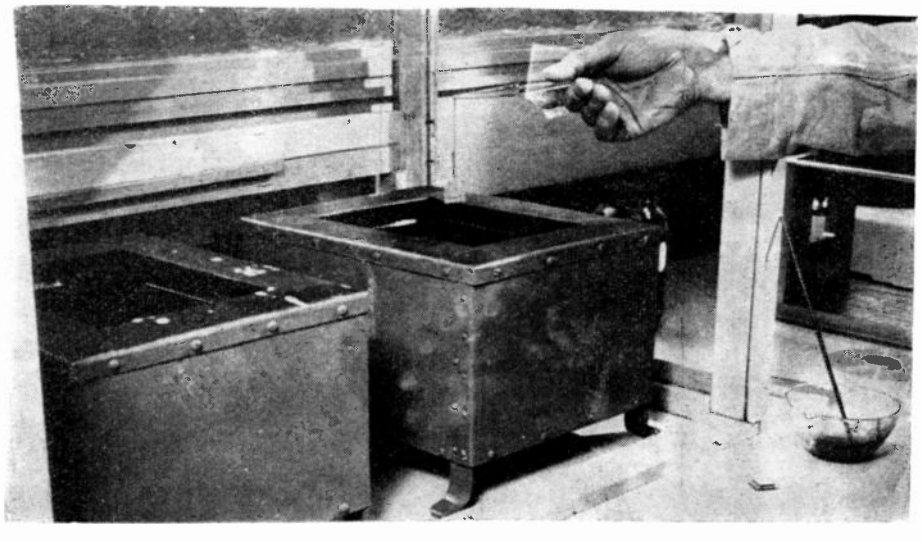


FIG. 15.

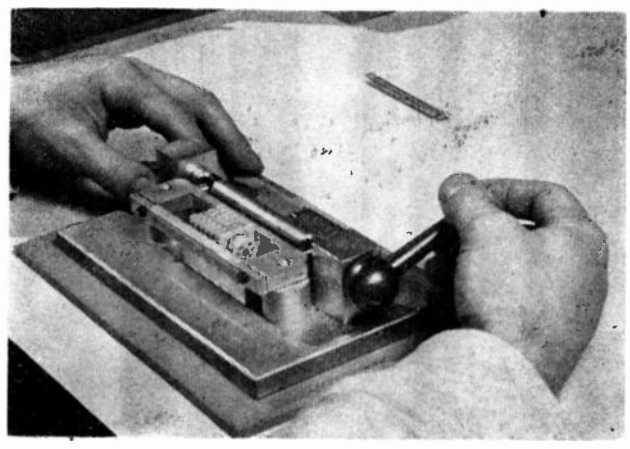


FIG. 16.

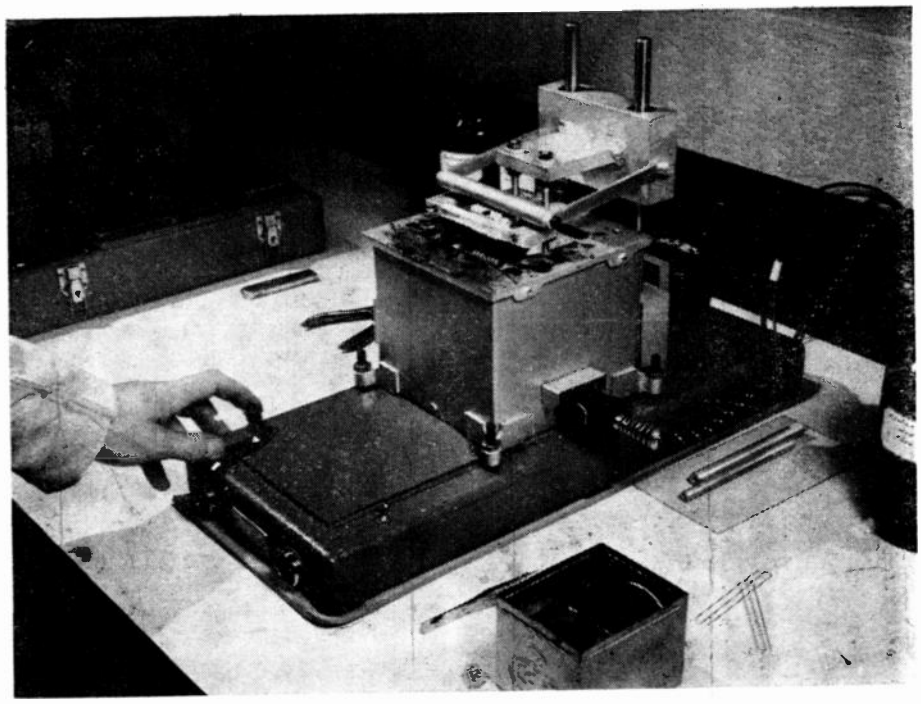


FIG. 17

modulaire maintenu par le montage est alors porté sur les supports du bain de soudage.

15° *Soudage du module* (fig. 17) : La machine de soudage du module est constituée par un bain de soudure maintenu à température constante et par un moteur entraînant le support du module au moyen d'un dispositif à came. L'opérateur dépose sur le support du bain les fils de connexion qui doivent être soudés aux galettes.

Lorsque le module est en place, l'opérateur met en marche le moteur, le support descend dans le bain de soudure et le module est immergé sur une hauteur d'environ 2 millimètres. Le module reste dans cette position une dizaine de secondes, permettant ainsi aux fils de connexion de se souder aux encoches des galettes. L'ensemble remonte ensuite dans sa position initiale. On opère d'une façon identique pour les trois autres côtés du module et on obtient ainsi l'ensemble modulaire.

16° et 17° *Protection du module* : Le module est nettoyé dans un bain de trichloréthylène et ensuite verni par trempage, en évitant, bien entendu de tremper le support du tube électronique. Ce vernis est séché dans une petite étuve à infra-rouge : la protection du module contre les agents extérieurs est assurée.

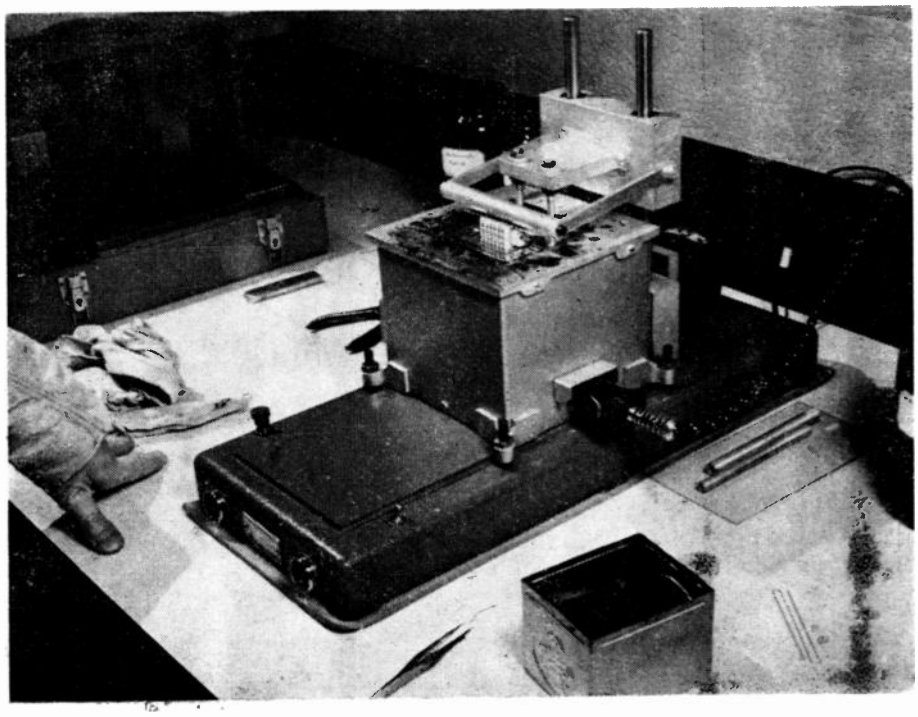


FIG. 17 *bis*.

18º *Coupure des connexions* (fig. 18) : Au moyen d'une pince spéciale on coupe certaines connexions entre deux galettes suivant les indications données par la feuille de désignation du module.

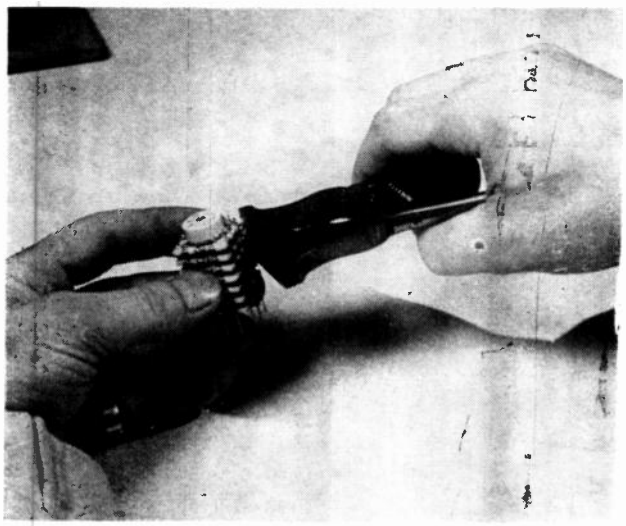


FIG. 18.

19º *Soudage du module sur le circuit imprimé.*

Applications actuelles de la technique modulaire.

La technique modulaire semble actuellement applicable à des appareils dont les gammes de fréquence sont très étendues.

Parmi les réalisations les plus marquantes, nous citerons :

— Un amplificateur basse-fréquence de très haute qualité dont la gamme s'étend de 7 à 100 000 Hz ;

— Des montages à lampes pour machines à calculer électroniques, équipés de modules fixés parallèlement au circuit imprimé. Le montage s'enfiche dans un bloc à contacts, lui-même relié à un circuit électrique général en circuit imprimé ;

— Des appareils multiplicateurs de fréquence ;

— Un appareil haute fréquence pour fusée téléguidée fonctionnant à 30 mégahertz avec une largeur de bande de 10 mégahertz. Tout l'amplificateur est emprisonné dans un blindage entièrement soudé ;

— Un ensemble étanche devant fonctionner à une température de 125º C réalisé dans un carter en aluminium fondu, muni à sa périphérie d'ailettes de refroidissement ;

— Une réalisation en grande série effectuée pour la Marine Américaine : il s'agit de l'appareil de détection sous-marine autonome « Suonoboy » qui doit présenter une très grande sécurité de fonctionnement. L'appareil primitif réalisé suivant la technique classique résistait beaucoup moins bien aux essais de chocs et de vibrations que l'appareil réalisé suivant la technique ASMODULOR.

La limite supérieure en fréquence doit se situer actuellement vers 100 mégahertz.

Enfin une étude commerciale faite aux Etats-Unis pour l'application du procédé à la fabrication des récepteurs de télévision a permis de constater un abaissement sensible du prix de revient : cet abaissement est de l'ordre de 20 %.

Conclusion.

Pour montrer encore l'importance industrielle du procédé ASMODULOR, précisons que les Autorités Américaines ont investi des millions de dollars dans son étude.

Dès les premières études il est apparu en effet que le procédé « ASMODULOR » s'appliquait non seulement aux séries importantes réalisées avec des machines automatiques, mais aussi aux petites séries fabriquées avec des montages simples. Dans ces deux cas c'est un personnel non spécialisé qui est employé.

Les qualités de robustesse diminuant les risques de panne et d'interchangeabilité diminuant la durée des interruptions de service doivent faire choisir le procédé « ASMODULOR » pour la fabrication des appareils militaires ou de télécommunications, appareils pour lesquels la qualité et la constance du service sont les objectifs primordiaux.

En contrepartie, les appareils doivent être spécifiés de façon définitive et précise car il est pratiquement impossible de changer un élément d'un module. C'est pour cette raison que le procédé « ASMODULOR » a nécessité l'étude de pièces détachées miniatures stables et robustes : déjà les résistances ruban et les condensateurs au Mylar remplissent ces conditions ; dans un très proche avenir les transistrons peuvent remplacer les tubes électroniques et les circuits ferrites permettront la réduction de l'encombrement des transformateurs rendant ainsi le procédé universel.

PROPRIÉTÉS DES FEUILLES TRÈS MINCES DE GLUCINIUM, LEURS APPLICATIONS A LA MODULATION DE LA LUMIÈRE & A LA TÉLÉVISION

PAR

M. AUPHAN

Ingénieur au Laboratoire d'Electronique et de Physique appliquée

I. — Films minces de glucinium.

Les films de glucinium formés par évaporation sous vide possèdent une certaine tension interne qui peut être mise en évidence en déposant du glucinium sur une surface non plane comme support, puis en dissolvant ou en détruisant par un moyen quelconque une partie de ce support. Si l'on a opéré de telle façon que les portions non détruites du support maintiennent le film en plusieurs points, on s'aperçoit qu'il se tend et prend la surface minimum compatible avec les points d'attache qu'il conserve encore.

La Société Générale d'Electronique a fait des expériences sur des films métalliques d'épaisseur variant entre 200 et 1 000 Ängströms. La plupart des métaux ont été essayés, mais seul le glucinium a manifesté la propriété susdite.

L'utilisation de cette propriété a permis la réalisation d'éléments comportant un film tendu parallèlement à un support de verre et à une distance de ce dernier inférieure au demi-micron (cette distance étant maintenue constante par une série d'entretoises ou de chevrons). Ces éléments trouvent des applications très importantes, grâce à leurs doubles propriétés électriques et optiques.

Nous allons décrire ici, un des procédés de fabrication de ces éléments. Dans le cas particulier en question, la feuille de glucinium est maintenue parallèle au support de verre par une série de bandes parallèles attenantes au support comme le montre la Fig. 5.

Cette fabrication se fait au moyen d'une cloche à vide équipée pour faire des évaporations successives et d'une grille servant de cache comportant un grand nombre de fils parallèles tendus sur un cadre.

Le mode opératoire est le suivant :

1° On place la grille sur le disque de verre devant servir de support, et on évapore un corps métallique *A* qui peut être choisi parmi de nombreux métaux.

Les fils portant ombre, ce corps ne se dépose sur le verre que par bandes (fig. 1).

2° On évapore aussitôt après, sans déplacer la grille, un corps *B* qui vient se déposer sur le corps *A*. (fig. 2).

3° On retire la grille (fig. 2) et on évapore sur le verre nu, le corps *C* qui lui, se dépose sur toute la surface (fig. 3).

Ce corps s'évapore à une température de l'ordre de 150 ° à 200 ° et a de plus la propriété de réagir avec le corps *B* pour donner un composé *D* s'évaporant à une température supérieure à 400°.

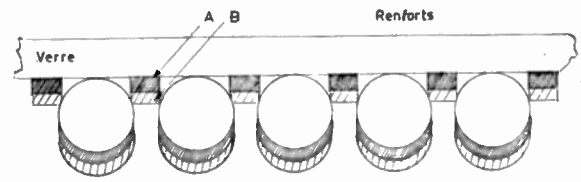


Fig. 1.

Fig. 2.

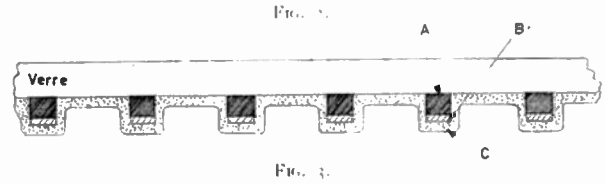


Fig. 3.

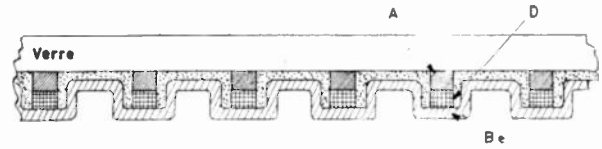


Fig. 4.

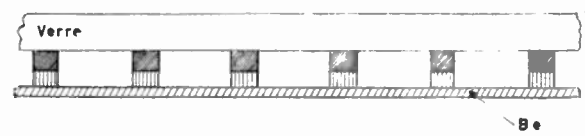


Fig. 5.

4° On évapore ensuite la couche de glucinium sur toute la surface (fig. 4).

5° Il suffit alors de chauffer sous vide le disque de verre ainsi traité pour obtenir l'élément désiré (fig. 5). Le corps *C* non combiné s'évapore en effet, la feuille de glucinium se trouve libre entre chaque bande du corps *A* (fig. 4) et étant donné la propriété susdite, elle se tend parallèlement au support de verre (fig. 5).

II. — Application à la modulation de la lumière.

L'avantage de films de glucinium d'une épaisseur inférieure à 1 000 Ångströms est qu'ils sont aisément traversés par un faisceau cathodique n'ayant que quelques centaines de volts.

Ainsi, ce film étant disposé parallèlement à un support de verre placé à l'intérieur d'un tube à vide, si l'on fait arriver sur le film un faisceau d'électrons, dans la plupart des cas, ce faisceau traversera le film et déposera par émission secondaire une charge sur le support de verre, cette charge engendrera un champ électrique entre le verre et la feuille de glucinium qui provoquera à son tour, une force électrostatique d'attraction entre la feuille et le support.

Comme d'autre part, le film de glucinium est apte à réfléchir la lumière, on pourra utiliser ses déformations pour dévier un pinceau lumineux. On disposera ainsi d'un relai électro-optique pouvant avoir de nombreuses applications étant donné son excessive rapidité. Son temps de réponse est en effet inférieur à la micro-seconde (1).

Contrairement à ce que l'on pourrait croire, lorsqu'à la suite d'un bombardement électronique la feuille s'est collée sur le verre, il est facile de l'en décoller en déchargeant le support. Pour ce faire, on peut soit utiliser un support légèrement conducteur qui se décharge automatiquement en un certain temps, soit refaire un bombardement électronique de la feuille avec un potentiel différent de façon à changer le sens de la charge du support. Ainsi par exemple, si la feuille a été collée au support au moyen d'un faisceau d'électrons donnant sur ce dernier une émission secondaire supérieure à 1, on choisira pour décoller la feuille un potentiel tel que l'émission secondaire soit inférieure à 1.

Il est à noter que les électrons secondaires ont souvent une vitesse suffisante pour traverser dans l'autre sens la feuille de glucinium ; on arrive alors à provoquer le collage ou le décollage de la feuille sans changer la vitesse des électrons primaires en ne faisant varier que le champ électrique au voisinage de la feuille, les électrons secondaires sont alors attirés vers un collecteur ou au contraire repoussés vers la feuille.

En outre de la modulation en amplitude, on peut aussi par ce moyen moduler la lumière en fréquence, c'est-à-dire en couleur. En effet, si le support de verre a été recouvert d'une couche semi-transparente avant la formation du film de glucinium, qui lui aussi est semi-transparent, l'ensemble forme un filtre interférentiel dont la couleur peut varier en fonction du bombardement électronique.

III. — Application à la télévision en noir et blanc

On utilisera par exemple, un élément modulateur tel que celui décrit dans la fig. 5 que l'on placera au fond du tube cathodique du récepteur de télévision à la place de l'écran fluorescent qui s'y trouve d'habitude (fig. 6). On choisira le sens du balayage

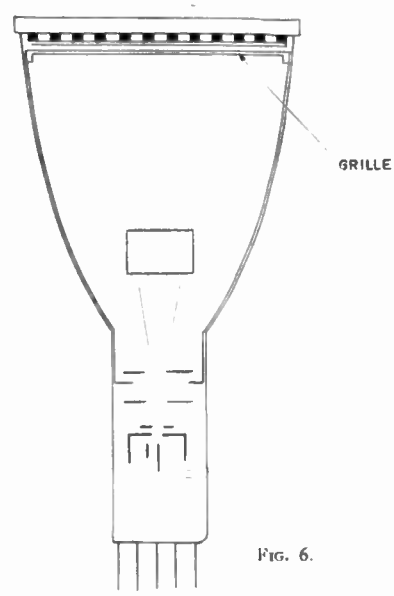


FIG. 6.

(1) *Calcul du temps de réponse.*

L'ensemble, constitué par la feuille et le support, est assimilable à un condensateur. Or la pression p agissant sur les plateaux d'un condensateur chargé au potentiel V est donné par la formule :

$$P = \frac{V^2}{8\pi d^2} \text{ en } ucs$$

d étant la distance entre les armatures. En prenant pour unités le volt et le centimètre, il vient pour p en baryes.

$$p = \frac{10^{-6} V^2}{2{,}26\, d^2}$$

Dans les cas usuels, d est de l'ordre de 0,5 micron et, la différence de potentiel V fonction de la vitesse des électrons secondaires est de l'ordre de quelques volts.

Faisons le calcul pour $V = 5$ volts et pour une feuille d'épaisseur $e = 500$ Angströms.

On trouve :

$$p = \frac{2.26\ (0{,}5 \times 10^{-4})^2}{25.10^6} = 4.4\text{-}10^3 \text{ baryes}$$

D'autre part, si μ est la masse spécifique de glucinium, un centimètre carré de feuille a une masse m :

$$m = \mu e = 2 \times 5.\ 10^{-6} = 10^{-5}$$

On en déduit l'accélération que prend le film

$$\gamma = \frac{p}{m} = \frac{4.4\ 10^3}{10^{-5}} = 4{,}4.10^8$$

Si le mouvement est uniformément accéléré (ce qui est à peu près le cas, chaque fois que la charge du support se réalise plus rapidement que le mouvement de la feuille) le temps T que le film met à se coller sur le verre vaut :

$$T = \sqrt{\frac{2d}{\gamma}} = \sqrt{\frac{2 \times 0{,}5\ 10^{-4}}{4{,}4 \times 10^8}} = \sqrt{\frac{10^{-4}}{4.4 \times 10^8}} \# 0.5 \times 10^{-6}$$

nettement inférieur à la microseconde.

perpendiculaire aux chevrons supportant la feuille de glucinium. Du côté du support de verre opposé à la feuille se trouve une optique de TOEPLER, dont une des réalisations est décrite dans la fig. 7.

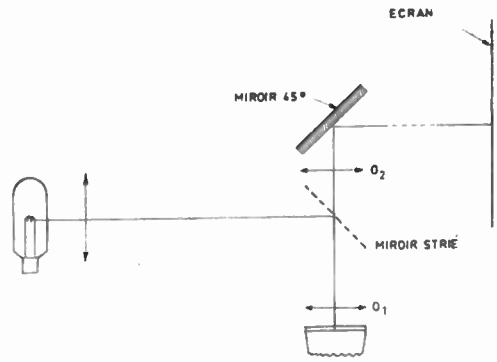


FIG. 7.

utilisant un miroir strié fait de lames métalliques réfléchissantes. Le miroir strié est au foyer de l'objectif O_1, et l'objectif O_2 donne sur l'écran une image de la feuille. On comprend que lorsque cette dernière n'est pas bombardée, elle constitue avec l'objectif O_1 l'équivalent d'un miroir sphérique et redonne du miroir strié une image qui se juxtapose avec ce dernier, si bien qu'aucune lumière ne va vers l'objectif O_2 ; mais si la feuille est déformée, la lumière est diffractée à travers les lames du miroir. Une région déformée de la feuille donne donc une région blanche sur l'écran.

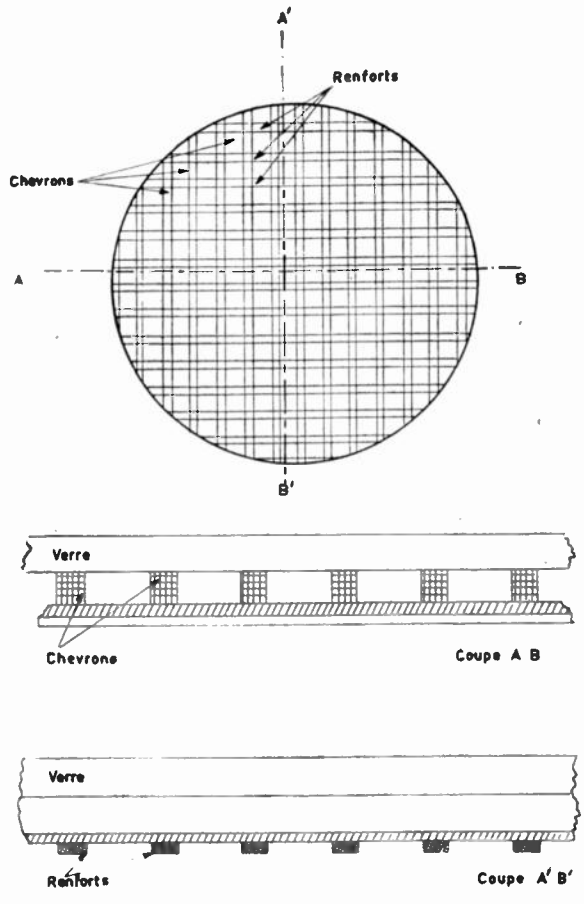


FIG. 8.

On voit ainsi que si une image électronique est imprimée sur la feuille, elle donne naissance à une image optique correspondante sur l'écran. Il suffira simplement de régler la conductivité du support à une valeur telle qu'il se décharge entre chaque image pour pouvoir transmettre les images classiques de télévision.

Comme on le voit, ce procédé utilisant une source extérieure de lumière permet la projection sur de très grands écrans, car l'on peut choisir une source aussi puissante qu'il est nécessaire.

Mais il est à remarquer que la méthode que nous venons de décrire présente l'inconvénient de nécessiter un balayage dont les lignes sont nettement séparées car pour le fonctionnement de l'optique de TOEPLER, il faut que le film de glucinium prenne une forme ondulée sous l'effet du bombardement électronique. Cette ondulation peut être obtenue comme dans le système décrit plus haut par les différentes lignes du balayage, mais il est bien préférable qu'elle en soit indépendante. Dans ce but, on peut soit tendre une grille fine devant la feuille pour intercepter les électrons suivant une série de bandes, soit supporter la feuille de glucinium par des bandes de renforcement d'épaisseur plus grande (fig. 8), ces renforts empêchant la feuille de bouger ne lui laissent prendre qu'une forme ondulée perpendiculairement aux chevrons (fig. 9). Dans cette dernière réalisation, l'ensemble des chevrons et des renforts constituant un quadrillage, l'ensemble du support et de la feuille, ainsi soutenu, a pris le nom de « mosaïque ».

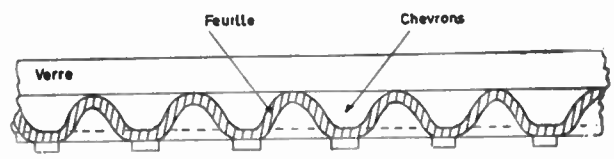


FIG. 9.

IV. — Application à la réalisation d'un tube trichrome pour la télévision en couleurs.

Le système dit de séquence d'images s'adapte facilement à notre appareil. Il suffit en effet de faire tourner un disque coloré sur le trajet lumineux, à une vitesse synchronisée avec la cadence des images de chaque couleur pour obtenir la projection de l'image colorée.

Le système simultané pourrait aussi être utilisé au moyen de trois tubes dont on combinerait les images ; mais nous allons décrire un appareil qui permettra de transmettre les images colorées, soit dans un système simultané ; soit dans un système dit de « séquence de points » *en n'utilisant qu'un seul tube, équipé d'une seule mosaïque identique à celle des tubes fonctionnant en noir et blanc.*

1º Décrivons d'abord le système simultané. Le tube contient alors trois canons (fig. 10) qui peuvent être soit dans un même plan, soit concentriques à l'axe du tube. La mosaïque est plane et ses chevrons

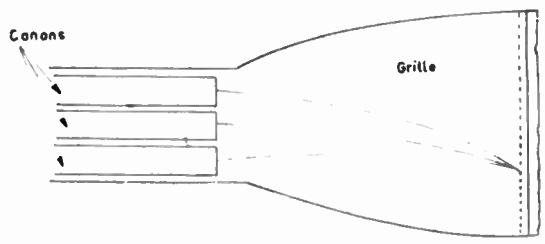


FIG. 10.

sont perpendiculaires au plan passant par au moins 2 canons. Une grille est tendue devant la mosaïque (fig. 11) ses fils étant parallèles aux chevrons. L'espacement entre chaque fil est à peu près égal à leur rayon. D'autre part, le pas de la grille est légèrement inférieur au triple de celui de la mosaïque, de façon que l'ombre portée par la grille par rapport au faisceau électronique issu de chaque canon, fasse correspondre chaque canon à une série de bandes de feuille mobile différente pour chaque canon. Ainsi, on aura sur la mosaïque respectivement une bande correspondant au bleu et que n'atteindront que les électrons issus du premier canon ; une bande correspondant au vert que ne pourront atteindre que les électrons issus du second canon ; une bande correspondant au rouge que ne pourront atteindre que les électrons issus du troisième canon ; et à nouveau une bande correspondant au bleu, et ainsi de suite.

Le verre supportant la mosaïque est cannelé sur l'autre face. Ces cannelures sont constituées par des portions de cylindres convexes juxtaposées. Le pas de ces cannelures est le triple de celui de la

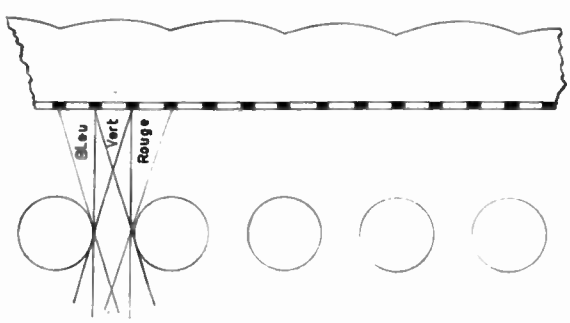


FIG. 11.

mosaïque. Les dioptres sphériques constitués par les cannelures sont équivalents à une série de lentilles cylindriques dont la distance focale sera choisie égale à l'épaisseur du verre constituant la mosaïque.

L'appareil optique ne diffère que par la façon dont la lumière est amenée sur le miroir strié. En effet (fig. 12) la lumière arrivant sur ce miroir doit être constituée de 3 bandes de couleurs différentes juxtaposées. Ces bandes sont disposées perpendiculairement aux barreaux du miroir. On s'arrange pour que la largeur de ces bandes soit telle que l'image de chaque bande à travers l'objectif O_1 et une cannelure se fasse juste sur une bande de feuille mobile (fig. 12).

On voit donc que toutes les bandes de feuille mobile correspondant au bleu sont éclairées par de la lumière bleue. A son retour la lumière ne repasse pas forcément par la cannelure par laquelle elle est arrivée, mais peut passer par une des cannelures

FIG. 12.

voisines. La lumière réfléchie revient alors sur le miroir strié extérieurement aux trois bandes colorées. Il faut que le miroir strié soit le double de la largeur totale des trois bandes colorées pour que toute la lumière réfléchie soit modulée.

Les trois bandes colorées sont obtenues par un jeu de prisme qui décompose la lumière blanche issue de la source. De cette façon aucune lumière n'est perdue.

Dans une autre solution des filtres colorés sont interposés devant l'objectif O_2. Toute la grille est alors éclairée et la séparation des couleurs se fait sur la lumière réfléchie. Cette dernière solution est plus précise mais il y a de la lumière perdue.

2º Pour transmettre les images dans le système dit de « séquence de points » on utilisera un tube identique à celui que nous venons de décrire, mais avec un seul canon.

On place alors une bobine de déflexion pour changer l'orientation du pinceau à son point d'impact avec la grille, sans changer ce point d'impact. Cette bobine est alors excitée par une tension en dents de scie synchronisée avec la cadence des couleurs.

V. — Application à un nouveau système de télévision en couleurs par modulation de lumière.

On connait les difficultés de fabrication des tubes cathodiques trichromes pour la télévision en couleurs ; et bien que cette dernière soit passée aux Etats-Unis dans le domaine commercial, les difficultés techniques auxquelles elle doit faire face sont telles, qu'elle n'a encore qu'un emploi excessivement restreint. Ces difficultés résident surtout dans la nécessité de juxtaposer les impacts de trois pinceaux électroniques à la réception, et à l'émission de faire correspondre les balayages des tubes de prise de vue, et ceci, avec la précision de la définition utilisée. Aux Etats-Unis, avec 525 lignes, on est à la limite des possibilités. Il semble donc que le procédé ne puisse pas résoudre en France, le problème de la télévision en couleur, avec 819 lignes.

C'est pourquoi nous proposons un nouveau système de télévision en couleur, susceptible de fonctionner à haute définition, et ne nécessitant aucune juxtaposition précise de balayage. De plus, ce système est, comme on va le voir, entièrement compatible avec la télévision en blanc et noir et permet la projection sur grand écran.

Ce système s'efforce de calquer la transmission de l'image sur le fonctionnement de l'œil en vision colorée. On sait en effet que la rétine contient deux modes de perception distincts. Le premier perçoit les couleurs des objets avec un faible pouvoir séparateur ; le second ne perçoit que l'intensité lumineuse globale émise par les différents points des objets observés, mais avec un pouvoir séparateur beaucoup plus fort. Cette propriété de l'œil a d'ailleurs été largement utilisée dans le système N T S C, utilisé aux Etats-Unis. En effet, dans ce système, on réduit beaucoup la bande passante utilisée pour la transmission des signaux de couleurs, mais c'est là une solution très incomplète puisque les signaux correspondant au blanc et noir et ceux correspondant à la couleur, sont transmis avec le même nombre de lignes, si bien qu'on a encore, dans le sens vertical, une précision dans les détails colorés, supérieure à celle que l'œil peut déceler.

Le système que nous proposons contient comme l'œil, deux parties nettement séparées ; la première transmet l'image colorée avec une basse définition, la seconde transmet avec une haute définition, l'image en blanc et noir de l'objet observé. Ces deux parties se trouvent aussi bien dans l'émetteur que dans le récepteur.

La caméra contiendra donc quatre tubes de prise de vue, trois pour la couleur, un pour l'image en blanc et noir. Cette légère complication de la caméra est grandement compensée par le fait que les trois tubes de prise de vue de couleur fonctionnent à basse définition (150 à 200 lignes). De plus, il ne faut pas que la chaîne correspondant à la couleur transmette des renseignements sur l'intensité lumineuse, car les deux chaînes doivent être indépendantes. Pour y parvenir, les trois signaux, provenant des trois tubes de prise de vue colorée, sont modifiés de façon à ce que leur somme soit toujours constante. L'image colorée émise aura donc, en chaque point, les mêmes couleurs que l'objet observé, mais une intensité lumineuse uniforme, quelles que soient les intensités lumineuses de l'objet. On doit remarquer cependant, qu'il n'est pas nécessaire d'émettre les trois signaux correspondant aux trois couleurs ; on pourra se contenter de n'en émettre que deux, le troisième sera facilement rétabli dans le récepteur, puisqu'on sait que leur somme est constante. Quant à l'émission de l'image en blanc et noir, elle se fera comme dans tous les émetteurs actuels, par exemple en 819 lignes.

A la réception, on utilise deux tubes modulateurs de lumière au lieu du tube à poudre fluorescente et une source lumineuse extérieure ; l'image définitive est ainsi projetée sur écran. Ces tubes modulateurs sont ceux qui ont été étudiés par la Société Générale d'Electronique. Rappelons que dans ces tubes, la modulation de la lumière se fait en utilisant les déformations d'une feuille métallique réfléchissante de glucinium, jointe à une optique de TÖPLER. Le Le premier de ces tubes, T, est destiné à la formation de l'image colorée, il est du type trichrome utilisant un verre cannelé et décrit plus haut ; mais comme il fonctionne à basse définition (150 à 200 lignes), sa fabrication est beaucoup plus facile que celle des tubes trichromes américains à 525 lignes. Ce tube peut être soitd'un type à trois canons, soit de préférence, un tube à un seul canon, utilisant un système séquentiel pour la transmission de l'image colorée et une double grille analogue au tube de LAWRENCE. L'image formée par ce premier tube est reconstituée par l'objectif O_1 sur un second tube modulateur de lumière T', qui est commandé par le signal en blanc et noir et qui donne ainsi à l'image les contrastes en intensité lumineuse qui lui manquent, et ceci à haute définition. La lumière est ensuite reprise par un objectif O_2, et projetée sur un écran qui pourra être d'autant plus grand que la source lumineuse sera plus intense. On comprend que l'image formée aura bien ainsi en intensité lumineuse, la même définition qu'en blanc et noir, ce qui seul importe, car l'œil n'apercevra pas le manque de définition dans la transmission de la couleur.

Dans le dessin ci-joint, fig. 13, on a représenté en outre, une des réalisations possibles du montage

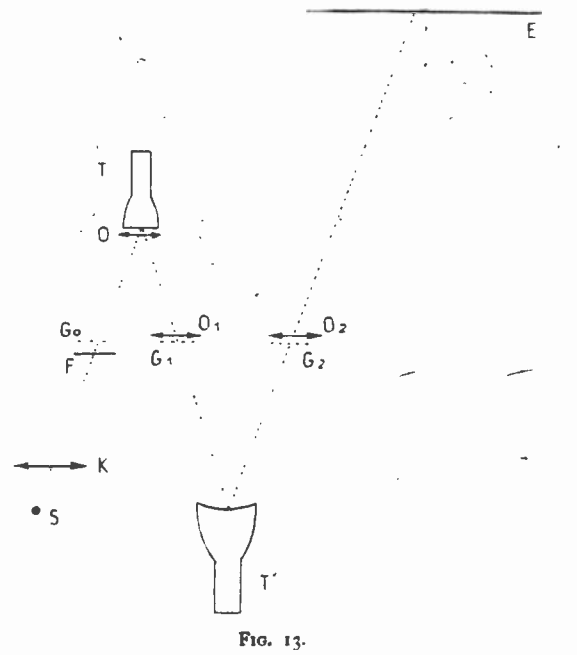


FIG. 13.

optique. On y voit, schématisés la source lumineuse S, qui pourra être un arc électrique dans le cas d'un grand écran, ou une lampe à filament de tungstène pour un récepteur à usage familial, puis un condensateur K, qui concentre la lumière sur le premier tube T, à travers un jeu de filtres F, et une grille G_o. Le reste du dessin se comprend aisément, on y voit une double optique de TÖPLER, utilisant les trois grilles G_o, G_1, G_2. L'objectif O placé devant le premier tube sert, comme on le sait, à donner de la grille G_o une image de la grille G_1,

avec enchevêtrement. On n'a pas placé d'objectif devant le second tube, car il utilise un élément modulateur sphérique qui le remplace avantageusement. Il est à remarquer que le premier tube *T*, fonctionnant à basse définition peut être plus petit que le second.

On voit maintenant, comme nous l'annoncions plus haut, que la fabrication du tube trichrome et de la caméra de prise de vue se trouve très simplifiée par l'utilisation d'un balayage, ne comportant que 150 à 200 lignes. De plus, ce système est rigoureusement compatible avec la réception en blanc et noir et il permet la projection sur grand écran.

VI. — Résultats expérimentaux.

Les seules recherches effectuées ont porté sur la projection des images de télévision en noir et blanc et les considérations développées plus haut au sujet de la télévision en couleurs sont purement théoriques.

Nous sommes effectivement parvenus à projeter sur un écran des images issues de la Radio-Télévision-Française. La source de lumière était une lampe à filaments de tungstène et l'écran mesurait 3 mètres carrés. Les images suivaient sans traînage les mouvements rapides mais elles péchaient surtout par manquent de contraste. Ce défaut était imputable en partie aux imperfections du système optique, en partie à un léger manque de planéité de la feuille de glucinium qui était déformée par la présence des renforts nécessaires pour obtenir l'ondulation de la feuille (voir paragraphe III). Nous n'avons pas eu les moyens de poursuivre les recherches au delà et de remédier à ce défaut.

LA MÉTHODE D'ANALOGIE RHÉOÉLECTRIQUE, SES POSSIBILITÉS ET SES TENDANCES (1)

PAR

L. MALAVARD

Professeur à la Faculté des Sciences

VI. — Remarques et tendances générales.

1. Pour tirer le meilleur parti de la méthode rhéoélectrique, il est bon que se trouvent associés les efforts du théoricien et du technicien. On admet volontiers que la préparation du « programme » constitue l'une des opérations les plus importantes dans l'emploi d'une grande machine à calculer arithmétique : ce point de vue n'est pas à exclure dans l'exploitation de la méthode rhéoélectrique. L'intérêt de la mise en œuvre simple et économique de ce moyen de calcul ne doit pas faire oublier ou écarter systématiquement les applications d'apparence moins immédiate.

Le problème posé par l'utilisateur nécessite presque toujours une analyse préalable minutieuse pour déceler l'interprétation analogique la plus apte à fournir le résultat cherché ; cette analyse exige souvent une étude approfondie de l'aspect théorique de la question en même temps qu'une connaissance pratique très complète de la technique et des possibilités expérimentales de la méthode. De ce point de vue, on reconnaîtra l'intérêt qu'il peut y avoir à créer des laboratoires ou des installations spécialisées, gérés par un personnel qualifié ; on évitera ainsi de nombreux déboires qu'un expérimentateur novice ne manque pas de rencontrer dans les débuts. La technique du calcul expérimental, qu'il s'agisse de la préparation théorique du problème ou de la conduite d'un essai, est aussi nécessaire à apprendre que n'importe quelle autre technique de laboratoire. Si la construction d'une cuve ou l'exploration d'un champ paraissent choses aisées, il ne faut pas en conclure trop hâtivement que l'établissement d'un modèle analogique est une opération toujours facile. Certains se lancent dans la fabrication d'un bassin rhéoélectrique pour résoudre leur problème particulier, éprouvent des difficultés, se découragent parce qu'au bout de six mois, ils ont appris à leurs dépens quelques précautions élémentaires à ne pas transgresser mais n'ont pas toujours résolu leur problème, et abandonnent en demeurant très sceptiques sur la valeur de la méthode ; se lanceraient-ils de la même façon dans la fabrication d'un voltmètre parce qu'ils ont eu, un jour, une mesure de tension à effectuer ?

Un autre point de vue assez répandu est celui de l'utilisateur non averti qui, sous prétexte que la méthode est basée sur des modèles, pense qu'il suffit de plonger dans le bassin quelque chose de semblable géométriquement à l'objet qui l'intéresse pour obtenir aussitôt le résultat : une maquette d'aile d'avion par exemple, voire même une maquette de l'avion complet. On confond trop, dans ce cas, analogie et similitude ; s'il est vrai que parfois le modèle analogique se réduit à une maquette à échelle réduite de l'objet (cas des applications à l'électrostatique par exemple), dans de nombreux autres cas, on serait tenté plutôt de parler de « modèles d'équations ».

2. Il faut en effet remarquer que les interprétations analogiques *directes* ne sont pas toujours les plus intéressantes, ni même les plus faciles. En ce sens, une analyse préalable des données théoriques est souvent indispensable pour aboutir à une réalisation efficace ou même possible. Quelques exemples éclaireront cet aspect de la méthode.

2.1. — Dans la théorie aérodynamique de l'hélice, on est amené à considérer des nappes tourbillonnaires qui s'échappent des pales et sont entraînées en forme de surfaces hélicoïdales par l'écoulement général. Ces tourbillons induisent sur les pales certaines vitesses dont la détermination permet le calcul des efforts qui s'exercent sur chaque élément de pale. Le champ de ces vitesses est harmonique et l'on peut alors penser à une représentation directe de cet écoulement dans un bassin tridimensionnel. La réalisation pratique d'un tel modèle, d'aspect pourtant immédiat, se heurterait à de grandes difficultés et ne fournirait pas, en définitive, la solution du problème parce que certaines des données aéro-

(1) Suite et fin de l'article paru dans les numéros 353-354, d'août-septembre 1956, et 355, d'octobre 1956 de l'Onde Electrique.

dynamiques qui interviennent dans la théorie ne pourraient pas être introduites. Un examen plus attentif permet par contre de déceler une symétrie hélicoïdale qui ramène le problème à *deux dimensions*, le potentiel cherché devant, dans ce cas, satisfaire à l'équation :

$$\frac{\partial^2\varphi}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial\varphi}{\partial r} + \left(\frac{1}{\lambda^2} + \frac{1}{r^2}\right)\frac{\partial^2\varphi}{\partial\theta^2} = 0 \qquad (30)$$

(r et θ : coordonnées polaires, λ étant une constante connue liée au régime de fonctionnement de l'hélice). En rapprochant (30) de l'équation qui régit la conduction électrique dans une plaque de révolution d'épaisseur h (r) variable,

$$\frac{\partial}{\partial r}\left(hr\frac{\partial V}{\partial r}\right) + \frac{\partial}{\partial\theta}\left(\frac{h}{r}\frac{\partial V}{\partial\theta}\right) = 0 \qquad (31)$$

R. Siestrunck [99] a pu établir le principe de l'appareil « Calculateur d'hélices » dans lequel on chercherait vainement une représentation *directe* de la forme des pales et des tourbillons hélicoïdaux. Dans cet appareil, de même que dans le « Calculateur d'ailes » dont il sera question plus loin, les données géométriques (cordes et calage des éléments de pales) sont introduites sous forme de conditions de Fourier par des valeurs convenables de résistances et de potentiels affichées sur des circuits extérieurs.

2.2. — Dans la théorie linéarisée des écoulements supersoniques, le potentiel des vitesses φ (x, y, z) satisfait à :

$$\beta^2\frac{\partial^2\varphi}{\partial x^2} - \left(\frac{\partial^2\varphi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2\varphi}{\partial z^2}\right) = 0 \qquad (32)$$

où l'on reconnaît une équation du type hyperbolique. La conduction électrique dans un bassin étant régie par une équation du type elliptique, on pourrait conclure que l'équation (32) est nécessairement en dehors du champ d'application de la méthode rhéoélectrique. Pourtant, dans certains cas particuliers (qui correspondent d'ailleurs à de nombreuses applications pratiques : aile delta en supersonique) où l'écoulement est dit « conique », des propriétés spéciales permettent de ramener le calcul des vitesses à un problème bidimensionnel régi par l'équation de Laplace avec des conditions aux limites du type de Neumann. Des réalisations rhéoélectriques de ce genre ont été effectuées par P. Germain [144].

2.3. — Certains champs périodiques illimités, dénués de tout axe de symétrie, paraissent à première vue difficilement réalisables dans un bassin nécessairement limité. En fait, en utilisant la périodicité on peut au contraire réduire le domaine exploré à une bande égale au pas en remplissant certaines conditions particulières aux frontières du domaine conservé : application à l'étude des grilles d'aubes.

2.4. — Parmi les réalisations *indirectes*, il ne faut pas oublier les transformations conformes rhéoélectriques dont il a été question plus haut. Dans ce cas, le rôle de l'expérimentation analogique est celui d'un auxiliaire du calcul analytique en une étape particulière de la résolution du problème. Même lorsque l'interprétation rhéoélectrique *directe* est possible, on préfère souvent une réalisation *indirecte* parce qu'elle est susceptible de fournir, grâce à l'analyse théorique qui peut suivre, un nombre de renseignements beaucoup plus élevé et une précision accrue. Les exemples sont nombreux : étude par transformation conforme rhéoélectrique des profils d'ailes, des grilles d'aubes, des corrections de parois en souffleries, etc.

2.5. — Parfois même de telles transformations réduisent considérablement les difficultés de l'expérimentation analogique. Si l'on reprend l'exemple du bilame de la figure 9 (1) on s'aperçoit que l'étude de l'écoulement dans le plan hodographique évite complètement les tâtonnements décrits pour obtenir la forme inconnue de la frontière qui représente la ligne de jet AA'. On peut alors préférer réaliser un modèle analogique qui représente l'hodographe du mouvement ; la figure 9 montre l'aspect de ce modèle et le mode d'alimentation utilisé pour obtenir le potentiel φ (u, v) : la singularité E_0 correspond à l'écoulement uniforme à l'infini amont, l'électrode E_1 à l'axe de symétrie Oy, le reste du contour est isolant ; une intégration de φ le long de ce contour donne finalement la forme de la ligne de jet AA' dans le plan physique.

3. Machines a calculer rhéoélectriques.

On voit d'après ces quelques exemples que les applications de la méthode d'analogies rhéoélectriques ne sont pas limitées à l'*exploration graphique* des champs. Pour se faire une idée plus exacte des possibilités de ce moyen de calcul et en retirer le bénéfice le plus large, il est nécessaire de considérer le bassin électrique comme l'un des éléments particuliers d'une machine analogique, dont les autres parties sont constituées de dispositifs électriques assurant, pour leur part, certaines des conditions à remplir pour la résolution du problème. Ce point de vue amène tout naturellement à rechercher l'avantage que l'on peut tirer de la mesure de grandeurs électriques, prises soit à l'intérieur du champ, soit à ses frontières, soit aussi en des points des autres dispositifs électriques de la machine. Dans de nombreux montages électriques ainsi exploités, il n'est pas rare que le tracé graphique du champ soit considéré comme d'un intérêt très accessoire. On sera peut-être étonné d'apprendre que dans certains laboratoires d'analogies rhéoélectriques travaillant pour l'industrie et où existent plusieurs dizaines de cuves électriques de tous genres, le relevé d'un champ est une opération effectuée assez rarement en comparaison du temps passé pour d'autres déterminations. Dans certaines machines d'analogies rhéoélec-

(1) Voir l'Onde Électrique d'octobre 1956, page 831.

triques telles que les calculateurs d'ailes, d'hélices, de surfaces portantes, toutes les opérations concernant l'affichage des données et la mesure des résultats sont effectuées, en dehors du bassin, sur l'appareillage extérieur : le bassin est même souvent recouvert et inaccessible au cours de l'expérience comme le montre l'installation de la figure 16.

3.1. — Ces instruments sont, en définitive, de véritables machines à calculer. Dans le « Calculateur d'ailes », on résout, par exemple, une équation intégro-différentielle du type :

$$P(x) = F(x) - G(x) \int_A^B \frac{dP(x_1)}{x - x_1} \qquad (33)$$

où l'inconnue P, qui s'annule en A et B, représente l'effort de portance local sur l'envergure AB de l'aile et où $F(x)$ et $G(x)$ sont des fonctions connues où apparaissent les données de l'aile (forme en plan, angles d'attaque, caractéristiques des profils). On peut montrer que la relation (33) revient à une condition de Fourier sur le segment AB de l'axe Ox pour un potentiel harmonique défini dans un demi-plan xOy : les valeurs, à priori inconnues, que prend ce potentiel le long de AB, correspondent à $P(x)$. Ainsi, l'appareil est constitué par l'association d'un bassin et d'un tableau d'alimentation sur lequel sont affichées les données $F(x)$ et $G(x)$ sous forme de résistances et potentiels électriques et la mesure d'autres potentiels électriques fournit automatiquement les valeurs de l'inconnue $P(x)$.

3.2. — Ce même appareil peut être utilisé pour calculer la résistance d'onde en supersonique [199] d'un corps fuselé dont la loi $S(x)$ des sections droites est connue ; cette résistance est donnée par :

$$R = -\frac{\rho U^2}{4\pi} \int_A^B \int_A^B S''(x) \cdot S''(x_1) \operatorname{Log} |x - x_1| \, dx \, dx_1 \qquad (34)$$

Si l'on remarque que cette intégrale peut être écrite sous la forme :

$$R = -\rho \frac{U^2}{4\pi} \int_A^B S'(x) \left\{ \int_A^B \frac{S'(x_1)}{x - x_1} dx_1 \right\} dx$$

on voit apparaître entre parenthèses, une intégrale de même type que celle figurant dans (33) ; l'interprétation rhéoélectrique montre qu'elle représente, en définitive, la dérivée normale $(\partial\varphi/\partial y)_{y=0}$ le long de AB du potentiel φ qui vient d'être considéré : la mesure des courants électriques pénétrant dans le bassin le long de AB fournit ainsi ses valeurs.

3.3. — Dans l'appareil « Calculateur de surfaces portantes », [167, 173] dont l'utilisation industrielle est continuelle, la forme en plan de l'aile est figurée par un carrelage d'électrodes qui recouvre la surface liquide d'un bassin profond ; les autres données sont affichées sur les tableaux que l'on aperçoit sur la photographie de la fig. 16. Les mesures portent encore sur des potentiels ou des intensités qui correspondent aux caractéristiques géométriques et aérodynamiques de l'aile ; l'étude d'une variation de ces caractéristiques est ainsi très aisée puisqu'elle s'effectue par de simples manœuvres des boutons situés sur les panneaux annexes. Un autre appareil de ce type est en cours d'étude pour l'analyse de certains écoulements non stationnaires autour des ailes : le principe de l'appareil et les premières réalisations sont donnés dans la communication de M. DUQUENNE [3].

4. CONCLUSION.

Pour conclure, on peut dégager certaines tendances qui se dessinent dans l'exploitation de la méthode rhéoélectrique. D'un côté, on voit le développement d'installations de faible importance qui permettent avec des moyens très modestes d'obtenir des renseignements d'ordre *descriptif* précieux aussi bien

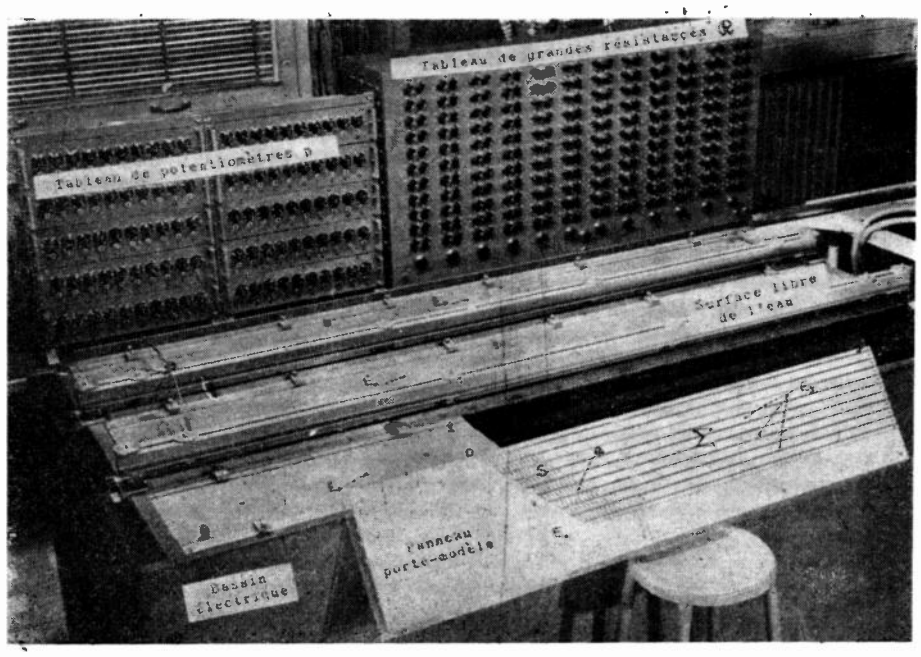


FIG. 16.

pour l'étudiant que le physicien ou même l'industriel : des modèles, en papier graphité, par exemple, dont la réalisation est à la fois simple, rapide et économique, peuvent donner des résultats très intéressants en quelques heures ; du matériel de ce type existe déjà dans certains bureaux d'études industriels et dans de nombreux laboratoires d'électrotechnique, de chauffage, de génie civil, etc. D'un autre côté, on peut prévoir la réalisation de nouvelles *machines à calculer* rhéoélectriques à usage spécial dans lesquelles il faut s'attendre à trouver de plus en plus une association du bassin électrique, ou en général du modèle conducteur, avec d'autres éléments extérieurs de types très divers, mécaniques, électriques ou électroniques ; le traceur de trajectoires de corpuscules d'A.E. AVRAMSON et W.L. TORGESON et l'appareil que construit R. DUQUENNE pour l'étude des ailes en mouvement instationnaire sont des exemples typiques à cet égard ; dans ce dernier instrument, la fonction remplie par l'ensemble des dispositifs extérieurs assure la partie la plus difficile des conditions à remplir pour la résolution du problème.

Ces connexions entre moyens analogiques différents sont souhaitables car les procédés mis en œuvre se complètent utilement. On a déjà rapproché la méthode d'analogie rhéoélectrique et celle des réseaux de résistances, le résultat est heureux parce qu'une grande partie du matériel peut être commun. Des publications récentes ont montré les avantages que l'on pouvait tirer non seulement de la comparaison des résultats des deux procédés sur un même problème, mais aussi de leur liaison au cours d'une même étude. Cette tendance ne peut que faciliter le développement général du calcul analogique.

BIBLIOGRAPHIE SUR LA MÉTHODE RHÉOÉLECTRIQUE

(par ordre chronologique)

[1] KIRCHHOFF. Ueber den Durchgang eine elektrischen Stromes durch eine Ebene, insbesondere durch eine Kreisformige. *Annalen der Physik*, vol. LXIV, p. 497-514, 1845.

[2] A. GUEBHARD. Figuration électrochimique des lignes équipotentielles sur des portions quelconques du plan. *J. Phys. radium* (2), vol. 1, 1882.

[3] A. GUEBHARD. Sur la figuration électrochimique des systèmes équipotentiels. *J. Phys. radium* (2), vol. 1, 1882.

[4] C.H. SMOOT. An experimental determination of air gap reluctance. *J. Western Soc. of Eng.*, vol. X, 1905.

[5] A.E. KENNELY, S.E. WHITING. On an approximate measurement by electrolytic means of the electrostatic capacity between a vertical metallic cylinder and the ground. *Electrical World*, vol. XLVIII, p. 1239-41, 1906.

[6] C.L. FORTESCUE, P.A. FARNSWORTH. Air as an insulator when in the presence of insulating bodies of higher specific inductive capacity. *Proc. A.I.E.E.*, Section II, 1913.

[7] I. LANGMUIR, E.Q. ADAMS, G.S. MICKLE. Flow of heat through furnace walls : the shape factor. *Trans. Am. Electrochem. Soc.* 24, 1913.

[8] J.F.H. DOUGLAS. The reluctance of some irregular Magnetic Fields. *Trans. A.I.E.E.*, vol. 34, 1915.

[9] C.W. RICE. An experimental method of obtaining the solution of electrostatic problems with notes on high voltage bushing problems. *Trans. A.I.E.E.*, vol. 36, 1917.

[10] W. ESTORFF. Die Ausmessung der elektrostatischen Felder von Isolatorem nach dem Elektrolytverfahren. *E.T.Z.*, 1916-1918.

[11] R.W. ATKINSON. The dielectric fields in an electric power cable. *Trans. A.I.E.E.*, vol. XXXVII, 1919.

[12] E. SACCHETTO. Studio teorico sperimentale sulle capacità dei cavi trifasi cordati. *L'Elettrotecnico*, vol. VIII, 1921.

[13] L. EMANUELLI. Ricerca sperimentale della distribuzione del gradiente nei cavi trifasi. *L'Elettrotecnico*, vol. VIII, 1921.

[14] U. PUPPINI. Modelli elettrici per lo studio del moto delle acque filtranti. *Com. all'Accademia delle Scienze*, Bologne, 1922.

[15] N.N. PAVLOVSKI. Théorie du mouvement des eaux souterraines près des constructions relevant de l'hydrotechnique et applications fondamentales (Chapitre XIV, p. 524-60, 1922).

[16] LAZZARINO. Sull'analogia fra i campi idrodinamici e i campi elettromagnetici. *Atti dell'Accademia di Gioenia*, Catania, Mem. 12, 1923.

[17] E.F. RELF. An electrical method of tracing streamlines for the two dimensional motion of a perfect fluid. *Aeron. Res. Committee*, R and N 905, avril 1924.

[18] R.W. ATKINSON. The dielectric field in an electric power cable. *Trans. A.I.E.E.*, vol. 43, 1924.

[19] A.A. AHMED. Theoretical and experimental study of the electric field in an electrolytic cell. *Journal I.E.E.*, vol. LXII, 1924.

[20] A.A. AHMED. Investigation by electrolytic means of the magnetic leakage of salient poles. *World power*, vol. II, 1924, vol. III, 1926.

[21] W. CRAMP. The measurement of capacity by analogy. *World power*, vol. II, 1924.

[22] W. ZSCHAAGE. Nachagmung der elektrischen Feldes von Leitungen in elektrolytischen Trog. *E.T.Z.*, vol. 46, 1925.

[23] L.S. JACOBSEN. Torsional Stress concentration in shafts of circular cross section and variable diameter. *Trans. ASME*, vol. 47, 1925.

[24] E.P. HAHN. Méthode expérimentale pour la résolution des équations du mouvement des fluides. *Revue Générale d'électricité*, vol. XXI, p. 485, 1927.

[25] E.P. HAHN. Experimental solution of hydrodynamic equations. *Engineering*, vol. 123, 1927.

[26] G.I. TAYLOR and C.F. SHARMAN. A mechanical method for solving problems of flow in compressible fluids. *Proc. Royal Soc. of London*, Serie A, vol. CXXI, 1928.

[27] G.I. TAYLOR and C.F. SHARMAN. Problems of Flow in compressible fluids. *Proc. Royal Soc. of London*, Série A, t. 121,1928.

[28] J.H. AWBERRY and F.H. SCHOFIELD. Effect of shape on heat-loss through insulation. *5th Int. Congress of refrigeration*, Tome, 1928.

[29] N.P. BAILEY. Heat flow from underground power cables. *Journal A.I.E.E.*, 1928.

[30] F. MULLNER. Elektrische Abbildung magnetischer Wirbelfelder *E.T.Z.*, vol. 50, 1929.

[31] C. FERRARI. Sull'analogia fra i campi elettrici e i campi aerodinamici. *Atti dell'Accademia delle Scienze di Torino*, vol. LXIV, 1929.

[32] C. FERRARI. La determinazione sperimentale dei campi aerodinamici a due e tre dimensioni per mezzo della vasca elettrica. *Atti dell'Accademia delle Scienze di Torino*, vol. LXI, 1930.

[33] C. FERRARI. La determinazione sperimentale dei campi aerodinamici a due e tre dimensioni per mezzo delle loro analogie coi campi elettrici. *Aerotecnica*, vol. X, nº 6, 1930.

[34] U. PUPPINI. Portate di pozzi artesiani studiate con modelli elettrici. *Reale Acc. Scienze*, Bologne, 1920-1930.

[35] F.B. ROWLEY ,A.B. ALGREN, J.L. BLACKSHAW. Surface conductances as affected by air velocity temperature and character of surface. *Trans. ASHVE*, vol. 36, 1930.

[36] A.W. SIMOND, L.C. KRON. A quantitative experimental method of mapping equipotential lines and its application to electric precipitator problems. *Rev. Sc. instr.* vol. I, 1930.

[37] F.H. SCHOFIELD. The heat-loss from a plate embedded in an insulating wall. *Phil. Mag.*, vol. 10, 1930.

[38] F.H. SCHOFIELD. The heat-loss from a cylinder embedded in an insulating wall. *Phil. Mag.*, vol. 12, 1931.

[39] A. KINGSBURY. On problems in the theory of Fluid film lubrication, with an experimental method of solution. *Trans. ASME*, vol. 53, 1931.

[40] J. PÉRÈS et L. MALAVARD. Sur les analogies électriques en hydrodynamique. *C.R. Acad. Sc.* 18 avril 1932.

[41] J. PÉRÈS et L. MALAVARD. Tracé des lignes de courant dans l'écoulement d'Oseen autour d'un cercle. *C.R. Acad. Sc.*, 2 mai 1932

[42] J. PÉRÈS et L. MALAVARD. Sur un problème concernant la théorie de l'aile d'envergure finie. *Congrès des Mathématiciens*, Zurich, septembre 1932.

[43] J. PÉRÈS et L. MALAVARD. Application de la méthode électrique à un problème concernant l'aile d'envergure finie. *C.R. Acad. Sc.*, 10 octobre 1932.

[44] L. MALAVARD. Sur le problème fondamental concernant l'aile d'envergure finie. *C.R. Acad. Sc.*, 2 novembre 1932.

[45] VREEDENBURG, STEVENS. Elektrodynamische Untersuchung von Potentialstromungen in Flussigkeiten instersondere angewendet auf ebene Grundwasserstromungen. *Ier Congrès Grandi Digbe*, Quest. 2b, Rapp. 45, 1933.

[46] BARKHAUSEN, BRUCK. Der Verlauf elektrischen Felder in Electronenrohren, gemessen im elektrolytischen Trog. *E.T.Z.*, vol. 54, p. 175, 1933.

[47] A. THOM. The flow past circular cylinders at low speeds. *Royal Soc. Proc.* A, vol. 141, 1933.

[48] R.D. WYCKOFF, H.G. BOTSET et M. MUSKAT. The Mechanics of Porous flow applied to water flooding problems. *Trans. AIMME* (petroleum division), vol. 103, 1933.

[49] A. THUM, W. BAUTZ. Ermittlung der Verdechspannungen in Gekerbten Kontruktionsteilen durch Modellversuche. *Archiv. f. Techn. mess.* (V. 132.II) 1934.

[50] L. MALAVARD. Application de l'analogie électrique à la solution de quelques problèmes d'hydrodynamique. *Publ. Scient. et Techn. du Ministère de l'Air*, fasc. 57, 18 décembre 1934.

[51] E. BRUCHE, O. SHERZER. Geometrische Elektronenoptik. Berlino, p. 73-77, 1934.

[52] E.W. LANE, F.B. CAMPBELL, W.H. PRICE. The flow net and the electric Analogy. *Civil Eng.*, vol. 4, 1934.

[53] S.J. NEEDS. Effects of side-leakage in 120-degree centrally supported Journal Bearings. *Trans. ASME*, vol. 56, 1934.

[54] Gurdas RAM, V.I. VAIDHIANATHAN, TAYLOR. Potential distribution in infinite conductors and uplift under dams and weirs. *Proc. Indian Acad. Sc.*, vol. II, n° 6, 193.

[55] V.I. VAIDHIANANTHAN, Gurdas RAM. On the electrical method of investigating the uplift pressures under dams and weirs. *Punjab Irrigation Research Inst.*, p. 5, 1935.

[56] M. BONI. Applicazione di una analogia elettrostatica al calcolo di sforzi taglianti e reazioni degli appoggi nelle lastre piane semplicemente appoggiate al contorno. *L'Ingegnere sett.*, p. 682-84, 1935.

[57] L.F. HARZA. Uplift and Seepage under Dams on Sand. *Trans. ASCE*, vol. 100, 1935.

[58] R.D. WYCKOFF and D.W. REED. Electrical conduction models for the solution of water seepage problems. *Physics*, vol. 6, 1935.

[59] J. PÉRÈS. La méthode des analogies électriques en aérodynamique. *Science Aérienne*, tome V, n° 1, 1936.

[60] L. MALAVARD. Réalisation expérimentale de l'analogie électrique de M. Larras concernant le problème analytique du clapotis. *Annales des Ponts et Chaussées*, fasc. 14, 1936.

[61] J. PÉRÈS, L. MALAVARD. Application de la méthode électrique à quelques questions concernant l'aile portante. *Science Aérienne*, vol. V, n° 6, 1936.

[62] G. SALET. Détermination des tensions dans les arbres de révolution soumis à la torsion. *Bulletin Assoc. Techn. Maritime et Aéronautique*, vol. 40, 1936.

[63] B.F. RETLOV. Electrical Analogy applied to Three-dimensional study of percolation under dams built on pervious heterogeneous foundations. *Trans. 2nd Cong. on Larg. Dams*, Washington D.C., vol. 5, 1936.

[64] W. RASKE. Messteiler fur hohe stosspannungen. *Archiv. f. Elektr.* vol. 31, 1937.

[65] J. DOSSE. Die Elektronenverteilung im Brennfleck von Rontgenrohen. *Archiv. f. Elektr.* vol. 31, 1937.

[66] J. PÉRÈS, L. MALAVARD. Corrections de paroi dans le cas d'un tunnel de section elliptique. *C.R. Acad. Sc.* 8 mars 1937.

[67] L. MALAVARD. La méthode des analogies électriques pour le calcul des corrections de parois. *C.R. Acad. Sc.*, 5 avril 1937.

[68] J. PÉRÈS, L. MALAVARD. Corrections de parois en soufflerie elliptique. *C.R. Acad. Sc.*, 10 mai 1937.

[69] K.N.E. BRADFIELD, S.G. HOOKER, R.V. SOUTHWELL. *Royal Soc. Proc.* A. vol. 159, 1937.

[70] B. FINZI CONTINI. Un modello elettrico. *Politecnico*, 1937.

[71] A. CASAGRANDE. Seepage through dams. *J. New Eng. Water Works Assoc.*, vol. 51, juin 1937.

[72] G. TAYLOR and E.F. SHARMAN. A mechanical method for solving problems of flow in compressible fluids. *Proc. Royal Soc. of London*, A, vol. 159, 1937.

[73] L. MALAVARD. Application des analogies électriques à la solution de quelques problèmes de l'aérodynamique. *Revue Technique de l'Assoc. des Ingénieurs de l'Aéron. ENSA*, n° 1, janvier-février 1937 ; n° 2, mars-avril 1937 ; n° 7, janvier-février 1938.

[74] L. MALAVARD. L'analogie électrique comme méthode auxiliaire de la photo-élasticité. *C.R. Acad. Sciences*, 4 janvier 1938.

[75] J. PÉRÈS, L. MALAVARD. Application du bassin électrique à quelques questions de mécanique des fluides. *Assoc. Techn. Marit. et Aéron.*, n° 762, vol. 42, juin 1938.

[76] J. PÉRÈS, L. MALAVARD. Réalisations analogiques d'écoulements avec lignes de jet. *C.R. Acad. Sc.* 7 février 1938.

[77] J. VIRGITTI. Sur la détermination rhéographique de la forme à donner aux collecteurs de haute tension. *C.R. Acad. Sc.*, 2 juillet 1938.

[78] J. PÉRÈS, L. MALAVARD. La méthode d'analogies rhéographiques et rhéométriques. *Bulletin de la Soc. Française des électriciens*, 5e série, tome VIII, n° 92, août 1938.

[79] J. PÉRÈS. Les méthodes d'analogies en mécanique appliquée. *5e Congrès Int. de Mécanique Appliquée*, Cambridge, Mass., septembre 1938.

[80] L. MALAVARD. Correction de soufflerie en veine elliptique. *C.R. Acad. Sc.*, 12 décembre 1938.

[81] L. MALAVARD. Correction de Prandtl en veine mixte, méthode électrique et calcul. *C.R. Acad. Sc.*, 12 avril 1939.

[82] J. PÉRÈS. Le calcul expérimental analogique. *Recherches et inventions*, n° 279, p. 117, juillet 1939.

[83] L. MALAVARD. Etude de quelques problèmes techniques relevant de la théorie des ailes. — Application à leur solution de la méthode rhéoélectrique. *Publ. Scient. et Techn. du Ministère de l'Air*, n° 153, juillet 1939.

[84] F. BRUCKMAYER. Elektrische Modellversuche zur Losung warmetechnischèr Aufgaben. *Archiv. f. warmewirtschaft und Dampfkesselwesen*, vol. 20, janvier 1939.

[85] G. HEPP. Mesures de potentiel à l'aide de la cuve électrolytique. *Revue Technique Philips*, 1939.

[86] J.S. SWEARINGER. Predicting wet gas recovery in recycling operations. *Oil Weekly*, vol. 96, 25 décembre 1939.

[87] J. PÉRÈS et L. MALAVARD. Sur le calcul analogique des effets de torsion. *C.R. Acad. Sc.*, 26 août 1940.

[88] J. PÉRÈS et L. MALAVARD. Nouveaux modèles analogiques pour le calcul de la torsion d'un prisme. *C.R. Acad. Sc.* 9 septembre 1940.

[89] J. PÉRÈS et L. MALAVARD. Sur le calcul expérimental des effets de torsion. *C.R. Acad. Sc.*, 7 octobre 1940.

[90] J. PÉRÈS et L. MALAVARD. Application du calcul expérimental rhéoélectrique à la solution de quelques problèmes d'élasticité. *Journal de Mathématiques*, tome XX, fasc. 4, 1941.

[91] H. MUELLER. Electro-optical Field Mapping. *J. Opt. Soc. Amer.* vol. 31, 1941.

[92] L. MALAVARD. Pour le calcul des effets du fuselage et des fuseaux-moteurs sur la répartition en envergure des efforts aérodynamiques. *C.R. Acad. Sc.*, 5 octobre 1942.

[93] V. PASCHKIS, M.D. BAKER. A method for determining unsteady state heat transfer by means of an electrical analogy. *Trans. ASME*, vol. 64, 1942.

[94] Lorenzo POGGI. L'analogia elettrica nello studio di fenomeni di trasmissione de calore e la sua applicazione al problema dei panelli. *R.T.P.* 474, n° 12, vol. XX, 1942.

[95] J. PÉRÈS, L. MALAVARD, L. ROMANI. Tables numériques pour la répartition des charges aérodynamiques suivant l'envergure d'une aile. *Rapport technique GRA*, n° 9, 1943.

[96] E.C. CHILDS. The water Table, Equipotentials and Streamlines in drained land. *Soil Sc.*, vol. 56, 1943.

[97] Basjanac DAVORIN. Untersuchungen mit Hilfa der Elektrischen Analogie uber den Einfluk der Luftstrahlbegrenzung in Windkanalen auf Tragflugelmessungen. *Institut fur Aerodynamik*, Zurich 1943.

[98] L. Malavard. Sur la résolution rhéoélectrique de questions de représentation conforme et application à la théorie des profils d'ailes. *C.R. Acad. Sc.*, 17 janvier 1944.

[99] R. Siestrunck. Sur un mode de solution rhéoélectrique des problèmes de l'hélice propulsive. *C.R. Acad. Sc.*, 30 octobre 1944.

[100] H. Bruck et L. Romani. Sur les propriétés de quelques lentilles électrostatiques indépendantes. *Cahiers de Physique*, nº 24, 24 octobre 1944.

[101] A.L. Samuel. Some notes on the design of electron guns. *Proc. Natl Electronics conf.*, vol. 1, 1944.

[102] L. Malavard. La technique des analogies électriques. Un chapitre du volume. *Techniques générales du Laboratoire de Physique*, éditions CNRS, vol. II, chap. XV, juin 1950, 1945.

[103] L. Malavard. Applications aérodynamiques du calcul expérimental analogique. 1er *Congrès de l'Aviation française*, mai 1945.

[104] J. Pérès. Un problème non linéaire de la théorie de l'aile. Etude du maximum de portance. 1er *Congrès de l'Aviation française*, mai 1945.

[105] L. Malavard et R. Siestrunck. Méthode d'étude des grilles rectilignes indéfinies de profils quelconques. 1er *Congrès de l'Aviation Française*, mai 1945.

[106] L. Malavard et R. Siestrunck. Sur l'étude par expérimentation analogique des grilles rectilignes de profils quelconques. *C.R. Acad. Sc.*, 4 juin 1945.

[107] C.F. Kayan. Temperature distribution in complex wall structures by geometrical electrical analogue. *Journal of the Refrig. Eng.* vol. 49, 1945.

[108] T.J. Higgins. Analog experimental method in stress analysis as examplified by Saint-Venant's torsion problem. *Ex. Stress-Analysis*, vol. 2, p. 2a, 1945.

[109] W.W. Hansen, C.C. Lundstrom. Experimental determination of impedance functions by use of an electrolytic tank. *Proc. I.R.E.*, vol. 33, 1945.

[110] J. Linvill. An experimental approach to the approximation problem for driving point and transfer functions. *Elect. Eng. Theses*, M.I.T. 1945.

[111] R. Duchon. Optique ionique de deux générateurs de neutrons. *Journal de Physique*, nº 11, octobre 1945.

[112] A. Pincirolli, M. Panetti. Potenziogrammi e traiettorie elettroniche in campi elettrostatici. *Alta Freq.* 1945.

[113] J. Pérès et L. Malavard. Sur la détermination des corrections de soufflerie. *C.R. Acad. Sc.*, 24 septembre 1945.

[114] L. Malavard. The use of rheoelectrical analogies in certain aerodynamical problems. *Journal of the Royal Aeron. Soc.*, nº 441, vol. 51, sept. 1947., 25 septembre 1945.

[115] C.F. Kayan. An electrical geometrical analogue for complex heat flow. *Trans. ASME*, vol. 67, 1945.

[116] F. Cheers, W.C. Raymer and R.G. Fowler. Preliminary test on electrical potential flow apparatus. *Aeron. Research Council*, R. and M. 2205, 1945.

[117] J. Pérès, L. Malavard, L. Romani. Problème non linéaire de la théorie de l'aile. Application à la détermination du maximum de portance. *Rapport technique G.R.A.*, nº 20, 1946.

[118] J. Legras, L. Malavard. Etude au bassin électrique du problème de la surface portante. 6e *Congrès Int. de Méc. appliquée*, septembre 1946.

[119] L. Malavard et R. Siestrunck. Diverses méthodes analogiques pour le calcul des grilles d'aubes. 6e *Congrès Int. de Méc. Appliquée*, septembre 1946.

[120] L. Romani. Note sur le bassin électrique incliné. *Revue d'Optique*, tome 29, n° 3, pp. 177-180, mars 1950 (oct. 1946).

[121] L. Malavard. Aérodynamique et analogies rhéoélectriques. *Technique Moderne-Aviation*, tome II, nº 6, nov. 1946.

[122] L. de Broglie, A. Ertaud. L'optique électronique, 1946.

[123] Zworykyn, Morton, Ramberg, Hillier, Vance. Optics and the electron Microscope, p. 389, 1946.

[124] B. Gentilini. Il metodo dell'analogia elettrica ed alcune sue recenti applicazioni. *L'Energia Elettrica*, p. 117, vol. 23, 1946.

[125] L. Malavard et R. Siestrunck. Application de la théorie des grilles de segments rectilignes à l'étude théorique et expérimentale des grilles d'aubes. *C.R. Acad. Sc.*, 12 juin 1946.

[126] L. Romani et J. Revuz. Sur la détermination des systèmes portants optima. 6e *Congrès Int. de Méc. Appliquée*, sept. 1946.

[127] R. Siestrunck. Problèmes de la théorie de l'aile propulsive. 6e *Congrès Int. de Méc. Appliquée*, septembre 1946.

[128] C.F. Kayan. Temperature patterns and heat transfer for a wall containing a submerged metal member. *Refrig. Eng.* vol. 51, 1946.

[129] H.G. Bobset. The electrolytic model and its application to the study of recovery problems. *Trans. AIMME (petroleum division)*, vol. 165, 1946.

[130] Ph. Poisson-Quinton. Recherches théoriques et expérimentales sur le contrôle de la couche limite. 6e *Congrès Int. de Méc. Appliquée*, Londres, septembre 1946.

[131] P. de Haller. Application de l'analogie électrique à l'étude des grilles d'aubes. *Revue Technique Sulzer*, p. 11, nº 3-4, 1947.

[132] R. Musson-Genon. Application des méthodes rhéographiques à l'étude des trajectoires planes compte tenu de la charge d'espace. *Annales de Télécomm.*, vol. 11, p. 298-320, 1947.

[133] C.F. Kayan. Effect of floor slab on building structure temperatures and heat flow. *Heating, Piping, Air conditioning*, vol. 19, juin 1947.

[134] L. Malavard. Quelques récentes applications de la méthode d'analogies électriques. *Colloque Int. du CNRS* sur *Les méthodes de calcul dans les problèmes de mécanique*, Ed. CNRS 1949, avrli 1948.

[135] L. Malavard, R. Siestrunck, P. Germain. Calcul des répartitions de vitesses sur les profils de grilles planes. *La Recherche Aéronautique*, nº 4, juillet 1948.

[136] L. Malavard, J. Tissot. Sur une méthode utilisant le bassin électrique pour la détermination des racines d'une équation algébrique. *C.R. Acad. Sc.*, 27 septembre 1948.

[137] R. Siestrunck. Ecoulement à potentiel dans les machines hélicoïdales simples. *Publication ONERA*, nº 32, chap. 2, 1948.

[138] H. Bruck, R. Remillon, L. Romani. L'aberration de l'objectif électrostatique à trou central ovalisé. *C.R. Acad. Sc.*, 23 février 1948.

[139] H.I. Pizer, R.A. Wallis, M.C. Warden. An electrolytic tank simulator. *Aerodynamic note 76, Council for Scient. and Industrial Research*, Australia, février 1948.

[140] G.F. Kelk, W.S. Misener, D.F. d'Arcy. An electrolytic tank for potential plotting, *A.V. Roe Canada Ltd, Gas Turbine Eng. Div.* rept nº 17, nov. 1947 et nº 20, juillet 1948.

[141] W.H. Huggins. A note on frequency transformations for use with electrolytic tank. *Proc. IRE*, vol. 36, p. 421-24, 1948.

[142] P.E. Green Jr. Automatic plotting of electrostatic fields. *Rev. Sc. Instr.*, vol. 19, 1948.

[143] Th. Theodorsen. Theory of Propellers. Mc Graw-Hill, 1948.

[144] P. Germain. La théorie générale des mouvements coniques et ses applications à l'aérodynamique supersonique. *Publ. ONERA*, nº 34, 1949 ; voir par. 3, 1.3.2, « Utilisation des analogies électriques ».

[145] L. Malavard. Les problèmes mathématiques dont la solution peut être recherchée par voie d'analogies rhéoélectriques. La technique expérimentale du bassin électrique. Divers aspects de la méthode d'analogies rhéoélectriques. Exemples de problèmes posés par la physique et la technique. Le développement de la méthode d'analogies rhéoélectriques en aérodynamique. *Conférences faites au Canada aux et U.S.A.*, septembre-octobre 1949.

[146] A.R. Boothroyd, E.C. Cherry, Makar. An electrolytic tank for the measurement of steady-state response, transient response and allied properties of networks.

[147] L. Dadda. Misure dirette alla vasca elettrolitica del gradiente in un campo elettrico. *L'Energia elettrica*, vol. 26, nº 8, 1949.

[148] L. Dadda. Sul rilievo sperimentale delle linee del fusso nei campi armonici piani. *L'Elettrotecnica*, vol. 36, nº 8, 1949.

[149] A. Dolcetta. Apparecchiatura sperimentale per la risoluzione dei problemi idrodinamici col metodo dell'analogia elettrica. *L'Energia Elettrica*, vol. 26, 1949.

[150] T.J. Hargest. An electric tank for the determination of theoretecial velocity distribution. *R. and M.* 2699, avril 1949.

[151] W.F. Campbell. Two electrical Analogies for the pressure distribution on a lifting surface. Report nº MA-219, *Natl Research Council of Canada*, 18 octobre 1949.

[152] J.K. Mickelsen. Automatic equipment and technique for fields mapping. *General electric review*, p. 19-23, nov. 1949.

[153] L. MALAVARD. Aperçu sur la méthode d'analogies rhéoélectriques. *Publ. Scient. et Techn. du Ministère de l'Air*, nº 261, avril 1950.

[154] A. LUTZ. Etude des phénomènes cathodiques de l'arc à mercure. Un chapitre, *Revue Générale de l'Electricité*, tome 59, nº 4, avril 1950.

[155] H. BRUCK, P. GRIVET. Sur la lentille électrostatique. *Revue d'Optique*, tome 29, nº 3, 1950.

[156] L. DADDA. Sulla precisione conseguibile nei rilievi alla vasca elettrolitica dei campi vettoriali armonici. 51ª *Riunione annuale dell'A.E.I.*, Bologne, septembre 1950.

[157] J.J. BERNARD et R. SIESTRUNCK. Sur l'utilisation d'approximations successives dans la détermination de certains potentiels aérodynamiques. *La Recherche Aéronautique*, nº 17, sept. 1950.

[158] J.E. JACOBS, J.A.M. LYON. Electrolytic tank studies in designing high vacuum tubes. *Proc. Natl Electronics Conf.*, vol. 6, 1950.

[159] Etude de la température de coupe. *Publ. du Ministère de la Défense Nationale*, Etude 71-2, 12 décembre 1950.

[160] L. MALAVARD. Machines et méthodes d'analogies électriques. *Colloque* sur « Les grandes machines à calculer et la pensée humaine », CNRS, 10 janvier 1951.

[161] J. MARVAUD. Tracé de trajectoires de corpuscules en suspension dans un fluide animé d'un mouvement permanent. *C.R. Acad. Sc.*, 21 janvier 1951.

[162] L. MALAVARD. Sur la contribution de la méthode d'analogies rhéoélectriques au calcul des contraintes. *Conférence aux membres du GAMAC*, Editions Métaux, 1952, 20 janvier 1951.

[163] L. MALAVARD. Sur une nouvelle technique dans le calcul expérimental par analogies rhéoélectriques. *La Recherche Aéronautique*, nº 20, mars 1951.

[164] L. MALAVARD. Use of electrolytic plotting tank (Art. H. 2 vol. IX du traité sur « High Speed Aerodynamics and Jet Propulsion » de Princeton University, mai 1951, paru en 1954.

[165] L. DADDA. La vasca elettrolitica del centro di studio dei modelli elettrici. *L'Energia elettrica*, nº 1, vol. 28, 1951.

[166] V. PASCHKIS. Application de la cuve aux phénomènes de transfert transitoire de chaleur. *Scientific Monthly*, vol. 73, août 1951.

[167] L. MALAVARD et R. DUQUENNE. Etude des surfaces portantes par analogies rhéoélectriques. *La Recherche Aéronautique*, nº 23, Septembre 1951.

[168] E.S. d'OLIVEIRA e SOUSA. O enxugo das terras por meio de drenos. Aplicacao ao sen estudo de metodo da analogia electrica. *Anais de Instituto superior de Agronomia*, vol. 18, p. 171-287, 1951.

[169] FARR, WILSON. Some engineering applications of the electrolytic field analyser. *Trans. A. Inst. Elect. Eng.*, vol. 70, part II, 1951.

[170] A.W. BABISTER, W.S.D. MARSHALL, G.M. LILLEY, E.C. SILLS, S.R. DEARDS. The use of a potential flow tank for testing axisymmetric contraction shapes suitable for wind tunnels. *The College of Aeronautics*, Cranfield, rept nº 46, 1951.

[171] J. MARVAUD. Traceur automatique de trajectoires électroniques et son adaptation à la détermination des lignes de courant dans un bassin électrique. *C.R. Acad. Sc.*, 2 janvier 1952.

[172] BALLET. Emploi du papier Teledeltos pour la détermination rhéoélectrique des fonctions harmoniques. *Service techn. des constructions et armes navales*, note 837, L.A., fév. 1952.

[173] R. DUQUENNE. Sur le calcul analogique des surfaces portantes. *C.R. Acad. Sc.*, 26 mai 1952.

[174] P. GERMAIN. Un procédé analogique pour la résolution de l'équation de Laplace. *Bulletin technique nº 5, de l'A.I. Br.* (Université Libre de Bruxelles), 1952.

[175] LUIZ DE QUEIROZ, Rui CAMARGO VIEIRA. An electrolytic tank for the study of circuits and fields. *Symposium on new research Tech. in Physics*, 15-29, juillet 1952.

[176] Rui CAMARGO VIEIRA. Analogia do potencial logaritmico utilizada na extracao de raizes de molinomios per meio da cuba eletrolitica .*Departemento de Fisica de E.P.U.S.P. — Revista politechnica*, jiullet-août 1952.

[177] L. MALAVARD, J. BOSCHER. Détermination analogique des fonctions biharmoniques (Congrès Int. de Méc. appliquée, Istamboul août 1952). Publié dans le *Bulletin de la Sté Française des Mécaniciens*, nº 8, 1953.

[178] J. MIROUX. Sur la mesure des gradients en analogies rhéoélectriques. Appareil pour le relevé direct des isovitesses. *La Recherche Aéronautique*, nº 29, septembre-octobre 1952.

[179] L. MALAVARD, J. MIROUX. Sur quelques études d'analogies électriques relatives à des problèmes de transfert de chaleur. 4e *Congrès Int. du Chauffage Industriel*, Paris 1952.

[180] L. DADDA. Ricerca sul metodo del modello elettrolitico. *Ricerca Scientifica*, p. 685-93, avril 1952.

[181] J. REVUZ. Profil d'ailette pour compresseur axial. *La Recherche Aéronautique*, nº 31, janvier-février 1953.

[182] D. Mc DONALD. The electric analogue in the design of high voltage power transformers. *Proc. IEE*, II, vol. 100, nº 74, avril 1953.

[183] R.F. SANDER, J.G. YATES. The accurate mapping of electric fields in an electrolytic tank. *Proc. IEE*, II, vol. 100, nº 74, avril 1953.

[184] A. BORDEN, G.L. SHELTON, W.E. BALL. An electrolytic tank developed for obtaining velocity and pressure distributions about hydrodynamic forms. Rept 824, avril 1953, Navy Dpt. The David Taylor Model Basin.

[185] A.E. AVRAMSON, W.L. TORGESON. Calculation of droplet trajectories using an electronic Analog computer. *Proc. of the 3rd Midwestern Conf. on Fluid Mechanics*, University of Minnesota, Juin 1953.

[186] M.T. LANDAHL, W.J.E. STARK. An electrical Analogy for solving the oscillating surface problem for incompressible nonviscid flow. *K.T.N. Aero*, T.N. 34, Sweden, juillet 1953.

[187] Aldo CASTAGNO. Sulle Trasformazioni conformi eseguite sperimentalmente con la vasca elettrica. *Atti dell'Accademia delle Scienze di Torino*, juillet 1953.

[188] Henry HICKS, Art PERMODA and al. Uniformly conductive surfaces. (Univ. of Michigan, Ann Arbor, (Eng. Res. Inst.), W.A. D.C., contract AF 18-600 (51), *E.O.*, nº 462 BR-1, sept. 1953.

[189] R.H. SCANLAN. A steady-flow aeroelastic study by electrical analogy. *Journal of Aeron. Sc.*, nº 10, octobre 1953.

[190] J. REVUZ. Famille de profils d'ailettes pour compresseurs axiaux. *La Recherche Aéronautique*, nº 37, 20 octobre 1953.

[191] L. MALAVARD. Les analogies électriques en élasticité. *Revue Laboratoires-Laboratories*, Décembre 1953.

[192] L. MALAVARD. Sur le tracé analogique des lignes de courant d'un écoulement de révolution. *Publ. Scient.et Techn. du Ministère de l'Air*, décembre 1953.

[193] J. MARVAUD. Traceurs automatiques de trajectoires, utilisant le bassin électrique. Thèse de doctorat, Paris 1953.

[194] C.N. ZANGAR. Hydrodynamic pressures on dams due to horizontal earthquakes. *Proc. SESA*, vol. 10, 1953.

[195] R. DUQUENNE et C. GRANDJEAN. Calcul par analogie rhéoélectrique de l'effet d'épaisseur sur des ailes symétriques à la portance nulle. *C.R. Acad. Sc.*, 12 avril 1954.

[196] Aldo CASTAGNO. Determinazione del campo di moto attorno ad una schiera di profili alari mediante la vasca elettrica. *Atti dell'Accademia delle Scienze di Torino*, janvier 1954.

[197] R. SCANLAN. Sur l'emploi des réseaux résistifs superposés pour la solution de problèmes à valeur propre de poutres et colonnes. *C.R. Acad. Sc.*, 4 avril 1954.

[198] Walter W. SOROKA. Analog Methods in computation and simulation. Mc Graw-Hill Cº, 1954.

[199] P.J. POCOCK. The calculation of the wave drag of an arbitrary slender body by means of an electrical analogy tank. *Laboratory Rept LR* 27, 17 mars 1955, National Aeronautical Establishment, Canada.

[200] L. MALAVARD, R. DUQUENNE, M. ENSELME, C. GRANDJEAN. Propriétés calculées d'ailes en delta échancré ou non (Calcul par analogies électriques). *N.T. ONERA*, nº 25, sept. 1955.

(3) Autres communications présentées aux Journées Internationales de calcul analogique.

NOTE D'INFORMATION

LA CONSERVATION DES DENRÉES PÉRISSABLES PAR IRRADIATION

(Pasteurisation et stérilisation froides)

PAR

MM. P. VIDAL, A. GODARD et L. ROUSSEL

Il y a 7 ans, les signataires de la présente note désiraient orienter les industries alimentaires vers l'utilisation des rayons γ, et des faisceaux d'électrons pour la conservation des denrées périssables. Leur démarche fut accueillie avec scepticisme, sauf par un de nos grands savants atomistes français. Ils continuèrent à étudier et à suivre ce problème et, dès qu'une expérimentation fut possible, elle fut effectuée. Celle-ci fut menée sans publicité tapageuse et facilitée par la compréhension et le dynamisme des dirigeants et du personnel du Commissariat à l'Energie Atomique.

Il nous a paru nécessaire de faire très succinctement le point, à ce jour, des connaissances et de l'état des recherches.

***

De nombreux procédés physiques et chimiques sont connus et exploités en vue d'allonger la durée de conservation normale des denrées alimentaires : action du froid, du chaud, du salage, de l'enfumage... La technique moderne nous offre certaines possibilités nouvelles. Nous vous entretiendrons d'une partie d'entre elles : l'utilisation de faisceaux d'électrons et des rayonnements gamma.

FAISCEAUX D'ÉLECTRONS. — Des électrons issus d'une cathode sont accélérés dans le vide, au moyen d'une différence de potentiel très élevée. Ils sortent de l'appareil à travers une fenêtre mince d'aluminium ou de berylium.

L'énergie de ces électrons est donnée en MeV (million d'électrons volts).

Un flux d'électrons de 1 MeV est produit par une différence de potentiel de 1 million de volts. Chaque électron possède alors une énergie cinétique de 1 MeV, soit $4{,}45 \times 10^{-20}$ kWh.

Le flux d'électrons est d'autant plus pénétrant dans la matière que son énergie est plus grande.

RAYONNEMENT GAMMA. — Ces rayonnements font partie des vibrations électromagnétiques dont le domaine s'étend des ondes de grande longueur de la radiotélégraphie aux ondes les plus courtes connues, dans le rayonnement cosmique.

Vers les longueurs d'onde les plus courtes, on trouve les rayons gamma au delà des rayons X durs (1). La quasi totalité des corps radioactifs naturels et artificiels émettent un rayonnement gamma caractérisé par sa longueur d'onde.

A chaque longueur d'onde correspond une énergie des photons constitutifs :

$E = h \times F$ $\quad h =$ constante de PLANCK, $f =$ fréquence

Plus l'énergie est grande, plus dur est le rayonnement et plus il est pénétrant.

Utilisation de ces rayonnements pour la conservation des denrées alimentaires.

La détérioration des denrées est due aux moisissures et aux bactéries .

Le froid ralentit les phénomènes vitaux, notamment la prolifération des micro-organismes et les réactions biochimiques. Le froid ne joue qu'un rôle d'inhibition.

La chaleur détruit les micro-organismes dans une mesure qui dépend de la température et de la durée du traitement. On distingue en effet : la pasteurisation et la stérilisation.

Les électrons et les rayons gamma agissent d'une manière très voisine ; selon la dose, on détruit partiellement ou complètement moisissures et bactéries. On distingue ainsi des doses de pasteurisation et de stérilisation.

(1) Les longueurs d'ondes correspondant aux rayons gamma sont inférieures à 0,00001 micron.

ACTION DES RAYONNEMENTS. — Les ondes de la radio sont arrêtées par une cage de Faraday, les ondes lumineuses sont arrêtées par les corps opaques ; les rayons ultra-violets traversent mal le verre ; les rayons X, et mieux les rayons gamma, traversent des épaisseurs importantes de matière : on peut ainsi stériliser en profondeur.

Les électrons étant de nature corpusculaire, pénètrent plus difficilement la matière que les rayonnements électro-magnétiques de très courtes longueurs d'onde. Il faut compter que la traversée d'un demi-centimètre de matière organique demande une énergie des électrons d'environ 1 MeV.

Moyens à mettre en œuvre.

a) *Faisceaux d'électrons.*

Les machines accélératrices sont de types très divers (Van de Graaf, accélérateurs linéaires...)

Nous n'entrerons pas dans le détail de ces appareils ni dans les avantages et les inconvénients de chacun dans le problème qui nous occupe. Les principes de ces appareils sont très simples. Leur intérêt provient, dans le cas présent, de l'intensité de leurs faisceaux.

Les denrées sont soumises au flux d'électrons. Il peut même être intéressant d'irradier par impulsions de très courte durée (10^{-6} seconde). C'est ce qui est réalisé dans l'appareil dénommé « Capacitron ».

Les produits à irradier sont transportés par une chaîne passant sous le flux d'électrons.

b) *Rayons Gamma.*

La mise en œuvre est différente et ne nécessite aucun appareillage générateur mais simplement des convoyeurs comme ci-dessus. La source de rayonnement est un produit radioactif artificiel fabriqué dans une pile atomique et manipulé dans une épaisse enveloppe protectrice. Les moyens peuvent se classer en gros en trois catégories.

1° Utilisation des produits de fission des piles atomiques, soit par l'intermédiaire des puits de désactivation des barres d'uranium, soit par l'utilisation des produits de fission pris en masse.

2° Utilisation de radioisotopes, en particulier le cobalt 60 et le cesium 137. Des installations portatives peuvent être réalisées pour le traitement de certains produits.

3° Utilisation d'un réacteur : soit de son flux gamma, après arrêt des neutrons par un écran approprié, soit du flux gamma produit par des bouches contenant des solutions d'éléments à très fortes section efficace et période moyenne (manganèse, indium, sodium).

Nous avons examiné succinctement les moyens à mettre en œuvre, nous n'entrerons pas dans le détail de leur utilisation.

Aspect médical. — Lorsque l'on parle du danger présenté par la manipulation, et à plus forte raison par l'ingestion de produits irradiés, on pense immédiatement au contact de corps devenus eux-mêmes radioactifs, donc dangereux...

Or, il n'a pas été décelé de rayonnement issu de produits traités par les rayons gamma ou par les électrons aux doses utilisées.

Le problème est autre : il réside, dans certains cas, dans les réactions chimiques secondaires, consécutives à l'irradiation, conduisant à des composés dont il est indispensable d'étudier l'activité biologique.

Les trois points importants sont :

— la toxicité éventuelle des produits irradiés ;

— les variations éventuelles de leur valeur nutritive ;

— leurs propriétés cancérigènes éventuelles.

Sur ces trois points, de très nombreuses recherches ont été effectuées aux Etats-Unis par les Universités et par le Corps Médical et les Services de Recherches de l'Armée Américaine. A ce jour, les résultats condensés se résument à ceci :

TOXICITÉ. — De très nombreuses et très longues expériences furent menées successivement sur des animaux et sur des humains volontaires, aucun effet toxique ne fût décelé. Ces expériences se poursuivent.

VALEUR NUTRITIVE. — Les effets sont négligeables en ce qui concerne les propriétés nutritives des graisses, hydrates de carbone et protéines. La valeur énergétique de la plupart des denrées reste inchangée. En général, les pertes en vitamines sont moins importantes dans les denrées irradiées que dans les mêmes denrées stérilisées par la chaleur.

POUVOIR CANCÉRIGÈNE. — Des expériences furent réalisées en utilisant des extraits de denrées irradiées pouvant être des produits cancérigènes en puissance. Des rats furent nourris avec ces produits, ceux-ci furent passés sur leur peau ou injectés sous la peau de souris. Aucune tumeur ne se forma.

Tout ceci constitue un ensemble d'expériences qui, cependant, doivent être continuées et intensifiées pendant une longue période pour s'assurer que les denrées irradiées peuvent être absorbées sans risque par les humains.

Etat actuel des travaux.

Aux U.S.A., des capitaux très importants ont été investis par le Gouvernement, les Universités et les Industriels pour l'étude de l'action des rayonnements dans la conservation des denrées périssables.

En 1948, il y avait aux U.S.A., 3 laboratoires qui étudiaient ces problèmes ; en 1950, il y en eut 10, en 1954 il y en eut 20, et en 1955 ... 50.

En 1954, il a été dépensé plus de 1 million de dollars en recherches sur la conservation des denrées par l'irradiation.

L'Armée Américaine a en projet la création d'un

Centre expérimental en liaison avec l'Energie Atomique Américaine. Ce Centre comprendra un réacteur et des accélérateurs d'électrons et permettra d'irradier environ 1 000 tonnes par mois de denrées alimentaires. Il doit être mis en exploitation en 1958.

21 Sociétés privées américaines viennent de mettre en route le premier réacteur nucléaire destiné à la recherche industrielle à Chicago. Outre la production d'isotopes pour usages industriels, des recherches porteront sur la conservation des aliments en particulier.

Après de nombreuses polémiques, les Industriels américains de l'entreposage frigorifique viennent de décider, cette année, d'entreprendre des recherches sur ces sujets.

Des résultats encourageants ont été obtenus, notamment dans l'arrêt de la germination des pommes de terre et des oignons, dans la désinsectisation des grains. On a pu prolonger notablement la durée de conservation de certaines viandes, de certains fruits, de certains légumes et de farines. On a traité avec succès la viande de porc, en vue de la destruction de la trichine.

La gamme des doses utilisables est résumée ci-dessous :

15 000 à 20 000 rep : arrêt de la germination des pommes de terre et des oignons,

30 000 à 40 000 rep : destruction de la trichine de porc et des insectes.

100 000 à 300 000 rep : destruction importante mais non totale des microorganismes (zone de pasteurisation).

1 500 000 à 3 000 000 rep : la plupart des bactéries parmi les plus résistantes sont détruites (zone de stérilisation).

A titre de comparaison :

- une dose de 500 rep – détruit 50 % d'une population humaine soumise à ce traitement.
- une dose de 5 000 rep – détruit 50 % d'une population d'insectes.
- une dose de 10 000 rep – détruit 50 % d'une population de coli-bacilles.

On a également irradié des denrées congelées en vue de ralentir des réactions chimiques secondaires.

Si les échantillons d'aliments ont été préemballés avant l'irradiation, afin d'empêcher la réinfection par les insectes et les micro-organismes, ils demeurent dans leur état de fraîcheur. Certaines denrées réclament alors un minimum de réfrigération durant leur conservation, mais beaucoup d'entre elles se conservent très bien à la température ambiante. Dans certains cas, il se développe dans les denrées irradiées des mauvaises odeurs ou des modifications désagréables de goût, il semble bien, toutefois, maintenant, qu'on parvienne à éviter de telles modifications organoleptiques, même après de fortes irradiations. De très nombreuses expérimentations restent encore à faire.

Recherches françaises.

Nous avons suivi et étudié personnellement, depuis 7 ans, tous ces problèmes de traitement de denrées par rayonnement.

Il a fallu attendre juin 1955 pour que notre équipe puisse effectuer les tout premiers travaux réalisés en France dans ce domaine.

Nous avons utilisé le puits de désactivation des barres d'uranium de la Pile P 2 de Saclay.

Ces barres ont donné des intensités de l'ordre de 20 000 à 30 000 roentgens/heure et ont permis l'irradiation de plusieurs centaines d'échantillons.

D'intéressantes observations ant été faites dans le domaine de la germination des pommes de terre, de la conservation d'échantillons de viandes, de légumes et de fruits notamment.

Les travaux d'expérimentation et de recherches se poursuivent.

Un deuxième programme de recherches est en cours d'exécution. En vue d'intensifier l'expérimentation dans le domaine des irradiations de denrées, les signataires ont décidé de fonder une Société à responsabilité limitée, dite « Conservatome » (Siège Social : 18, rue Séguin, Lyon).

MOYENS D'EXPÉRIMENTATION — L'utilisation de radioisotopes Cobalt 60, et Cesium 137, ne permet que des expériences limitées et, d'autre part, la possibilité d'utilisation de telles sources reste limitée. Le Commissariat à l'Energie Atomique français a étudié avec le maître de l'œuvre, les Chantiers de Penhoët, et avec la Société des Entrepôts Frigorifiques Lyonnais, l'aménagement à la Pile *E L* 3, en construction, d'une casemate d'irradiation avec convoyeur, conditionnement de l'air, etc. Cette installation placera la France en tête des pays européens dans les moyens de recherches pour la conservation des denrées par irradiation.

La Société « Conservatome » étudie l'implantation d'autres moyens de recherches qui viendront compléter l'installation ci-dessus.

VIE DE LA SOCIÉTÉ

PÉRIODE DU 16 NOVEMBRE AU 15 DÉCEMBRE 1956

RÉUNION DU BUREAU

Le Bureau s'est réuni sous la Présidence de M. R. RIGAL, Président de la Société des Radioélectriciens, le Mardi 20 Novembre 1956.

Présents : MM. ANGOT, AUBERT, BFURTHFRET, BOUTHILLON, CABESSA, P. DAVID, P. DEMAN, FLAMBARD, B. GAUSSOT, LAFFINEUR, LIBOIS, MATRAS, MOULON, PICAULT.

Excusés : P. BESSON, BUREAU, Général LESCHI, DE MARE, RABUTEAU.

Au cours de cette séance les points suivants ont été examinés :

1° *Nouveaux Membres.*

Les candidatures de 56 nouveaux Membres sont acceptées.

2° *Assemblée Générale — Elections au Bureau et au Conseil.*

La date de l'Assemblée Générale est fixée, en principe, au 26 Janvier 1957.

3° *Colloque de l'Union Internationale de Physique « Problèmes Physiques de la Télévision en Couleurs ».*

M. R. RIGAL fait approuver par le Bureau la désignation de MM. CAZALAS et ANGEL pour représenter la Société des Radioélectriciens. Le Colloque aura lieu à Paris du 2 au 6 Juillet 1957.

4° *Réunion à Grenoble.*

MM. R. RIGAL et AUBERT informent le Bureau du déroulement de la réunion organisée à Grenoble par M. BENOIT. C'est un essai de réunion en Province qui a eu un plein succès, grâce, en particulier, au dévouement et à la compétence de M. BENOIT auquel le Président rend hommage.

5° *Conseil des Ingénieurs Français.*

Les Statuts du C.N.I.F. sont adoptés par le Bureau.

6° *U.A.S.I.F.*

Le Bureau désigne M. PICAULT et le Secrétaire Général pour représenter notre Société au Conseil de l'U.A.S.I.F.

RÉUNION EN SORBONNE

Séance du Samedi 17 Novembre 1956.

A l'ordre du jour de cette séance présidée par M. R. RIGAL, Président de la Société des Radioélectriciens, et consacrée aux perspectives nouvelles dégagées au cours du Colloque International sur la « Propagation des Ondes » (Septembre 1956), figuraient les deux communications suivantes :

I. — Ondes très longues — Ondes très courtes par M. J. VOGE Ingénieur des Télécommunications, Chef du Département « Propagation » du C.N.E.T.

II. — Ondes décamétriques par M. D. LEPECHINSKY, Ingénieur-Docteur, Ingénieur en Chef au Département « Propagation » du C.N.E.T.

Communication de M. J. Voge :

Le Conférencier se propose d'effectuer un tour d'horizon sur es problèmes considérés comme les plus importants en ondes très longues et en ondes très courtes, et plus particulièrement sur les deux problèmes essentiels concernant la meilleure utilisation du spectre et la connaissance plus approfondie des caractéristiques du milieu de transmission.

En ce qui concerne les ondes très longues de l'ordre de plusieurs km, les progrès ont surtout portés sur la stabilité de fréquence. On réalise des pilotes à quartz ou à résonance assurant des stabilités de l'ordre de 10^{-8} à 10^{-10}. Les variations du champ sont suffisamment réduites pour permettre une précision de navigation de l'ordre du km. L'utilisation de bandes très étroites permet des portées de l'ordre de 5 000 à 6 000 km.

La variation de fréquence due à l'effet Doppler est de l'ordre de 10^{-8} a 10^{-10}.

Le Conférencier passe ensuite en revue les différents parasites atmosphériques et étudie plus particulièrement les parasites sifflants. L'utilisation des ondes très courtes a considérablement évolué depuis 1950, époque où les liaisons ne dépassaient pas encore sensiblement la zone de visibilité directe.

Depuis 1951, on tend à utiliser la propagation par diffusions ionosphérique et troposphérique. On atteint des distances de 1 000 à 2 400 km pour des longueurs d'ondes de quelques mètres utilisant la diffusion ionosphérique. Le champ présente des fluctuations rapides et des variations à longue période en fonction de l'heure, de la saison, du cycle solaire ou du cycle de l'activité magnétique terrestre.

Le conférencier étudie ensuite les réceptions en « diversity » de lieu et l'influence des réflexions météoriques. Ces réflexions se répartissent régulièrement dans le temps, ce qui donne une accentuation impulsionnelle périodique du champ.

On a pensé à utiliser ce phénomène pour transmettre des signaux au moment de ces impulsions sur des longueurs d'ondes de l'ordre de 6 à 8 m.

Pour les ondes comprises entre quelques mètres et quelques centimètres on utilise la propagation par diffusion troposphérique

Enfin, le Conférencier décrit un réfractomètre pour l'étude des caractéristiques de la troposphère.

Communication de M. D. Lepechinsky :

Le Conférencier rappelle d'abord les divers problèmes qui se posent dans la propagation et dans l'utilisation des ondes décamétriques. La physique de l'ionosphère, le processus de formation des couches ont été plus spécialement étudiés ces dernières années. Les moyens d'investigation se perfectionnent et les prévisions de trafic sont plus précises.

Le Conférencier passe ensuite en revue les principaux sujets abordés au Colloque sur la «Propagation » dans les domaines de la constitution de l'ionosphère, des mouvements ionosphériques, prévisions de trafic, du soleil radioélectrique, des sondages ionosphériques sous incidence oblique, signale notamment la méthode de sondage oblique par rétrodiffusion.

ACTIVITÉ DES SECTIONS

2e Section « Matériel Radioélectrique ».

Séance du Vendredi 7 Décembre 1956.

A l'ordre du jour de cette séance, présidée par M. LIZON, figurait une communication de M. LE MÉNESTREL, Directeur à la Société Visseaux et de M. PERNIK, Ingénieur à la Société Visseaux sur « *Le développement des circuits imprimés au cours des douze derniers mois* ».

M. LE MÉNESTREL précise tout d'abord que la technique du circuit proprement dit n'a pas évolué depuis un an. Cependant des perfectionnements d'ordre technologique ont permis d'en améliorer la qualité et d'en étendre les possibilités d'utilisation.

WRH

Le conférencier insiste sur les avantages du circuit sur le câblage traditionnel :

— diminution du prix de revient et du temps de production ;
— productions massives ;
— surveillance diminuée (erreurs de câblage impossibles) ;
— stabilité du produit obtenu au point de vue mécanique, climatique, thermique.
— outillage de mise en œuvre peu coûteuse,

puis passe en revue les progrès dans la fabrication du support (bakélites xxP, fibres de verre époxy, mica synthétique) et signale la possibilité d'obtenir des supports souples.

M. PERNIK de son côté passe en revue les propriétés des différents supports de base, des problèmes posés par la métallisation et le métal d'apport.

Les méthodes utilisées pour l'étude du circuit, sa conception, sa réalisation (méthode de gravure, usinage, précision des pièces obtenues, méthode de protection, métallisation des trous) sont brièvement évoquées.

M. PERNIK examine alors les pièces détachées adaptables et indique les caractéristiques essentielles que ces pièces doivent posséder.

M. LE MÉNESTREL conclut en insistant sur le caractère industriel du circuit imprimé, de ses applications variées dans tous les domaines, courants forts ou faibles, de l'électrotechnique.

Séance du Lundi 10 *Décembre* 1956.

Cette séance, présidée par M. LIZON, était consacrée à un exposé de M. DAUPHIN, Ingénieur de l'Ecole Polytechnique, Chef de Service au L.C.I.E., sur « *Les nouveaux équipements d'essais de pièces détachées et de tubes électroniques au Laboratoire Central des Industries Electriques* ».

M. DAUPHIN rappelle tout d'abord que les pièces détachées utilisées sur les ensembles doivent répondre à des spécifications qui définissent le niveau de qualité de ces pièces.

Les essais généraux, électriques, mécaniques, climatiques, prévus pour les pièces, ont été définis dans une spécification élaborée par les Administrations et la Profession (CCTU 01-01).

C'est d'après les essais prévus dans cette spécification que l'équipement du L.C.I.E. a été réalisé.

Le conférencier montre alors, par la projection de clichés les différents matériels que le Laboratoire Central des Industries Electriques possède pour mener à bien ces essais :

— Salle de mesure climatisée en courant continu et alternatif ;
— Salle de mesure pourvue d'équipements pour le relevé des caractéristiques des pièces en fréquence acoustique ou radioélectrique ;
— Salle d'essai climatique (froid sec, chaleur sèche, chaleur humide (essai de longue durée), chaleur humide (essai accéléré), enceinte pour épreuves de variations rapides de température, basse pression atmosphérique) ;
— Salles d'essais mécaniques (chocs, vibrations, secousses) ;
— Salles d'essais divers : Moisissures, brouillard salin, vent de sable.

Le conférencier rappelle que certains essais permettent de se rendre compte de la durée de vie d'une pièce en lui appliquant en un temps limité des contraintes bien supérieures à celle que la pièce aura à subir pendant son utilisation.

Les essais destinés à contrôler les tubes de réception sont ensuite abordés et les différents appareils passés en revue :

— bâtis de mesure ;
— bâtis de contrôle en essai de durée ;
— machines d'essais mécaniques (secousses, chocs, vibrations) avec contrôle de l'influence de telles épreuves sur les tubes en expérimentation.

L'auditoire a posé différentes questions sur les possibilités de l'équipement du Laboratoire, notamment pour le contrôle des tubes oscilloscopiques, diodes et transistrons.

5e Section : « Hyperfréquences ».

Séance du Lundi 19 *Novembre* 1956.

A l'ordre du jour de cette séance, présidée par M. R.R. WARNECKE, figurait une communication de M. MARIÉ, Ingénieur au C.N.E.T., sur : « *Filtres d'aiguillage en ondes centimétriques et application aux faisceaux hertziens* ».

8e Section : « Electronique Appliquée ».

Cette séance avait organisé, en commun avec la Société Française des Mécaniciens et l'Association des Ingénieurs Electroniciens, les 23 et 24 Novembre 1956 à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs Arts et Métiers de Paris, deux journées d'études sur : « *L'évolution de l'Industrie Textile sous l'influence conjuguée de la Mécanique et de l'Electronique* ».

Ces Journées étaient placés sous le patronage :

— de l'Institut de Statistiques de l'Université de Paris ;
— de l'Institut Textile de France ;
— de l'Union des Constructeurs de Matériel Textile.

Le programme des travaux était le suivant :

Vendredi 23 *Novembre* 1956 :

«LE TRAVAIL DES FILS ET MÈCHES ET LA MÉCANIQUE ELECTRONIQUE»

Introduction par M. MAILLARD, Professeur, Titulaire de la Chaire de Filature et de Tissage au C.N.A.M. : « *Le Textile et la Mécanique Electronique* ».

M. ULRICI, Société SIRCA à Wasquehal (Nord) : « *La Mécanique Electronique dans le travail sur les Fils et les Mèches* ».

« STATISTIQUES ET RECHERCHE OPÉRATIONNELLE »

M. AMOUROUX, Assistant au Laboratoire de Filature et Tissage du C.N.A.M. : « *Les Méthodes statistiques et l'évolution du contrôle et de la fabrication dans l'industrie textile* ».

M. VERHULST, Professeur à l'Ecole Nationale des Ponts et Chaussées : « *La Recherche Opérationnelle dans le textile* ».

Samedi 24 *Novembre* 1956 :

« LE TISSAGE ET LA MÉCANIQUE ELECTRONIQUE »

M. DEHORS, Professeur à l'Institut Electromécanique de la Faculté des Sciences de Lille : « *Chasse-Navette électronique et électromagnétique pour le métier à tisser rectiligne* ».

M. SOUCHET, Directeur des Etablissements Verdier à Meaux : « *La Mécanique électronique et les métiers de bonneterie* ».

« LES TRAITEMENTS « A LA CONTINUE »
ET LA MÉCANIQUE ELECTRONIQUE »

M. RHEIN, Ingénieur aux Etablissements Sulzer à Paris : « *La Mécanique Electronique et les commandes sectionnelles* ».

Allocution de clôture par M. DELERIVE, Président de l'Institut Textile de France.

VOCABULAIRE TECHNIQUE

Plusieurs membres de la Société ont, en différentes occasions, manifesté l'intérêt qu'ils portent aux questions de vocabulaire.

Une rubrique de l'Onde Electrique pourrait être éventuellement consacrée à ces questions, et le Comité de Rédaction se tient à la disposition des lecteurs pour examiner les suggestions qui pourraient être faites concernant notamment la forme à donner à cette rubrique, et les sujets susceptibles d'y être traités.

Les suggestions doivent être adressées à la Section Documentation de la Société des Radioélectriciens, 10, avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine).

INFORMATIONS

Comité René Barthélemy.

Nous rappelons à nos lecteurs qu'à été créé un comité René BARTHELEMY groupant : l'Institut, la Radiodiffusion-Télévision Française, la Société des Radioélectriciens, le Syndicat National des Industries Radioélectriques, l'Ecole Supérieure d'Electricité, le Comité Supérieur Technique de Télévision, et le Comité, International de Télévision, dont il était le fondateur.

« Ce Comité a pour mission de rendre un hommage solennel, au nom de la France, à celui qui a consacré toute sa vie à la technique de la télévision et à la cause de la télévision française ».

« Le Comité René BARTHELEMY désire également que les jeunes techniciens des futures générations, qui auront pour mission de porter le flambeau, sachent que c'est grâce à des hommes comme BARTHELEMY que le rayonnement de la France se perpétue et que c'est à lui que notre Pays doit son avance dans la technique de la télévision ».

« La pose d'une plaque commémorative, le dépôt d'une marque respectueuse au petit cimetière de Fontenay-aux-Roses, ainsi que la frappe d'une médaille, constitueront d'émouvantes cérémonies destinées à commémorer la mémoire de ce grand Français dont la vie et l'activité scientifique revêtent un caractère historique ».

« Pour réaliser cet acte de reconnaissance, le Comité René BARTHELEMY a besoin de l'aide généreuse de tous. Il demande donc aux industriels, aux ingénieurs et à tous les membres des corporations électrique, radioélectrique et électronique, d'être à la fois généreux et reconnaissants ».

MEMBRES DÉLÉGUÉS DU COMITÉ

Présidents d'honneur : MM. Camille GUTTON, *Membre de l'Institut*
Wladimir PORCHÉ, *Directeur général de la Radiodiffusion-Télévision Française.*

MM.

BESSON, Directeur de l'Ecole Supérieure d'Electricité.

CAZALAS, Membre délégué du C.S.T.T. (collaborateur de M. BARTHELEMY à la C.D.C.).

DEMONET, Délégué général adjoint du Syndicat National des Industries Radioélectriques.

LE DUC, Vice-Président, Directeur Général de la Compagnie des Compteurs.

LORACH, Vice-Président du Comité Supérieur Technique de Télévision.

MALLEIN, Ingénieur général de la Radiodiffusion Télévision Française, Vice-Président du C.S.T.T.

MATRAS, Ingénieur en Chef à la Radiodiffusion Télévision Française.

ORY, Inspecteur général de la Radiodiffusion Télévision Française Vice-Président du C.S.T.M.

PARODI, Président de la Société des Radioélectriciens 1955.

PELTIER, Président du Comité Supérieur Technique de Télévision.

RABUTEAU, Membre délégué du Comité Supérieur Technique de Télévision.

RIGAL, Président de la Société des Radioélectriciens 1956.

Pour tout envoi de fonds, pour tout renseignement complémentaire, s'adresser au « Comité Supérieur Technique de Télévision », 92, av. des Champs-Elysées (C.C.P. Paris 7754-44) en précisant bien « Comité BARTHELEMY ».

Colloque International sur les problèmes physiques de la Télévision en Couleur.

Sous le patronage de l'Union Internationale de Physique, de la Société Française de Physique, de la Société des Radioélectriciens, de la Société des Ingénieurs et Techniciens du Vide, un colloque sera organisé à Paris, du 2 au 6 juillet 1957, au Conservatoire National des Arts et Métiers. Ce colloque a pour but de faire le bilan des possibilités actuelles de réalisation de systèmes de télévision en couleur et d'étudier particulièrement les problèmes physiques que l'on y rencontre.

Le programme comprendra quatre parties :

a) Comportement de l'œil ;

b) Prise de vues et restitution de l'image ;

c) Mesure des résultats obtenus dans la restitution d'une image colorée ;

d) Systèmes de codage utilisés pour la transmission des signaux de télévision en couleur.

Pour tous renseignements, s'adresser à M. le Secrétaire du Colloque International sur les problèmes physiques de la télévision en couleur, Conservatoire National des Arts et Métiers, 292, rue Saint-Martin, Paris-3e.

CORRESPONDANCE

Nous reproduisons, ci-après, à l'intention de nos lecteurs, une lettre de M. L. Bouthillon qui a tenu à nous faire part d'une légère rectification concernant son article sur la " *Philosophie des calculateurs automatiques* "

Cher Monsieur,

" Dans l'article " *Philosophie des calculateurs automatiques* " (Onde Electrique, Août-Septembre 1956) j'ai attribué à Paul Valéry le souhait d'un " supplément d'âme ". M. Marcel Boll m'a aimablenent fait remarquer que c'est en réalité Henri Bergson qui a formulé ce vœu en 1932 dans son ouvrage " *Les deux sources de la morale et de la religion* ".

" J'aurais évidemment été mieux avisé de ne pas me fier à ma mémoire et de vérifier mes sources. Je m'excuse de mon erreur auprès des lecteurs de l'Onde Electrique ".

" Veuillez agréer....

L. BOUTHILLON

NOUVEAUX MEMBRES

RIAUX Eugène, Henri Licencié ès Sciences, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	DUCHET. PARIS.
ROLLAND Roger, Aimé, Max, élève des Télécommunications de l'Armée de l'Air	RICHTER. PAIN.
SARAZIN Armand, Docteur ès Sciences Physiques, Maître de conférences de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences d'Alger	BLANC-LAPIERRE. PERROT.
Société des Servomécanismes Electroniques	G. LEHMANN. R. RIGAL.
SOURBIEU Jean, René, André, Agent Technique Hyperfréquences	H. WEILL. R.P. HENRY.
TETEVUIDE Claude, André, élève à l'E.S.E. (Division Radioélectricité et Electronique)	DUCHET. PARIS.
THALAMAS Alban, Emile, Louis, Ingénieur E.N.S. E.H.T. (Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique et d'Hydraulique de Toulouse)	DUPIN. MATRAS.
VALENTIN Jacques, Licencié ès Sciences, Docteur ès Sciences, Directeur des Etudes à l'Institut Supérieur d'Electronique	BEURTHERET. QUINET.
VASNIER Jean-Claude, élève à l'Institut Supérieur d'Electronique	BEURTHERET, QUINET.

TABLE DES MATIÈRES

VOLUME XXXVI — ANNÉE 1956 — NUMÉROS 346-357

I. CLASSEMENT PAR MATIÈRES

Les rubriques auxquelles on se réfère sont inscrites ci-dessous par ordre alphabétique

1. — Acoustique et basses fréquences.
2. — Circuits et réseaux.
3. — Détection électromagnétique. — Aides à la navigation.
4. — Electronique appliquée : calculateurs électroniques, électronique industrielle.
5. — Electronique nucléaire. — Applications de l'énergie atomique.
6. — Equipements et systèmes de télécommunications et de radiodiffusion.
7. — Matériaux et pièces détachées.
8. — Mesures et appareillages de mesures.
9. — Propagation des ondes.
10. — Radio-astronomie. — Radioélectricité naturelle. — Géophysique.
11. — Rayonnement électromagnétique. — Aériens. — Lignes de transmission.
12. — Semi-conducteurs. — Diodes. — Transistrons.
13. — Télévision.
14. — Tubes à vide.
15. — Divers.

TITRE DES ARTICLES	AUTEURS	PAGES	MOIS
1. — Acoustique et basses fréquences			
Acoustique architecturale (Synthèse)	J. MATRAS	384	Mai
Adaptation d'entrée et de sortie des tubes à ondes progressives	J. DASCOTTE	947	Novembre.
Aspect acoustique de l'étude des grands auditoria	R. LAMORAL	416	Mai.
Contribution à la théorie du grand signal des Tubes à Ondes Progressives	G. MOURIER	929	Novembre.
Contribution à l'étude de la normalisation des audiomètres	R. LEHMANN	466	Mai.
Isolement acoustique de structures lourdes	J. PUJOLLE	435	Mai.
La mesure des bruits, problèmes physiques et problèmes physiologiques	P. BARON	450	Mai.
Nouvelle caractéristique acoustique des salles et réalisation d'un compteur électronique polyvalent	R. LAMORAL R. TREMBASKY	441	Mai.
Sur les propriétés acoustiques des matériaux	T. VOGEL	428	Mai.
Studios récents de Radiodiffusion — Centre de Marseille	J. PUJOLLE	419	Mai.
Visualisation des ondes sonores et ultrasonores	F. CANAC	422	Mai.
2. — Circuits et réseaux			
Etude des états d'équilibre d'un basculeur bistable en vue d'un fonctionnement sûr et durable	M. BATAILLE	94	Février.
3. — Détection électromagnétique. — Aides à la navigation			
Le transformateur d'image PPI-Télévision de la S.F.R.	R. ASTE	822	Octobre.
Les radars à poursuite automatique	P. BOUVIER	336	Avril.
4. — Electronique appliquée : calculateurs électroniques, électronique industrielle			
Allocution inaugurale prononcée à la Journée du 5 novembre 1955	H. PARODI	567	Juillet.
Sur les progrès de la synthèse entre mécanique et électronique et quelques-unes de leurs conséquences	M. PONTE	568	Juillet.
Mécanique et électronique dans l'évolution moderne de la mécanique non linéaire	N. MINORSKY	575	Juillet.
Commandes électroniques et servomécanismes	R. LARGUIER	586	Juillet.
Relations entre l'automatique et l'électronique	F.H. RAYMOND	597	Juillet.
La gare de Lamouilly prototype de poste presse-bouton à circuits de voie électroniques.	M. DUBOURDIN, M. TROGNEUX	617	Juillet.

TITRE DES ARTICLES	AUTEURS	PAGES	MOIS
Calculateur électronique gamma à tambour magnétique	M.C.	719	Août-Sept.
La méthode d'analogie rhéoélectrique, ses possibilités et ses tendances	L. MALAVARD	762	Août-Sept.
(suite)		829	Octobre.
(suite et fin)		1046	Décembre.
Le calculateur analogique « Djinn »	J. GIRERD A. RIOTTE.	780	Août-Sept.
Le circuit de voie instrument de l'automatisme sur le chemin de fer	J. WALTER	606	Juillet.
Le « microréseau » études qu'il permet d'entreprendre perfectionnements récents	R. ROBERT	787	Août-Sept.
Le problème de la localisation des valeurs caractéristiques des matrices dans le plan complexe et les critères de stabilité de fonctionnement des machines mathématiques analogiques	M. PARODI	753	Août-Sept.
Les nécessités économiques de l'automation	D.P. CAMPBELL	602	Juillet.
L'ordinateur électronique IBM Type 650 machine de gestion scientifique	J.G. MAISONROUGE J. MONTIGNY	727	Août-Sept.
Méthode de résolution autocommandée sur calculateur électronique arithmétique	Mme L. GAUDFERNAU	732	Août-Sept.
Note sur un nouveau procédé de calcul par courants haute fréquence	H.J. UFFLER	770	Août-Sept.
Philosophie des calculateurs automatiques	L. BOUTHILLON	693	Août-Sept.
Principe de fonctionnement et réalisation d'un additeur binaire parallèle	M. BATAILLE	742	Août-Sept.
Quelques réflexions d'un exploitant de calculatrices numériques	J. CARTERON	750	Août-Sept.
Réalisations Françaises en matière de calculateurs	L. BOUTHILLON	691	Août-Sept.
Sur les principes des Calculatrices Numériques Universelles	F.H. RAYMOND	709	Août-Sept.
(suite)		838	Octobre.
Un dispositif électronique de commande par programme pour bancs d'essais	F.D. DAYONNET J. ILLIEN	634	Juillet.
Un problème d'automatisme dans l'Industrie régulation du diamètre de câbles sous caoutchouc	M. GLEITZ	629	Juillet.

5. — **Electronique nucléaire. — Applications de l'énergie atomique**

Note d'information : Energie Nucléaire et conservation des aliments	H. CASTANIÉ	676	Juillet.
Création et amplification de micro-ondes par processus atomiques	J. COMBRISSON C.H. TOWNES	989	Novembre.
La conservation des denrées périssables par irradiation .... P. VIDAL A. GOUARD	L. ROUSSEL	1053	Décembre.
Les accélérateurs de particules — Les grands synchrotrons à protons	P. LAPOSTOLLE	1011	Décembre.
L'organisation européenne pour la recherche nucléaire	P. LAPOSTOLLE	1007	Décembre
Quelques résultats expérimentaux sur les guides à hélices pour accélérateurs linéaires de particules lourdes	A. SEPTIER	966	Novembre.
Structures de résonateurs pour des accélérateurs de particules à grande puissance	P.D. DUNN D.J. THOMPSON	974	Novembre
Sur les guides à ondes lentes généralisant les guides à hélice	F. BERTEIN W. CHAHID	971	Novembre

6. — **Equipements et systèmes de télécommunication et de radiodiffusion**

Générateur hyperfréquences utilisant le klystron à réflexions multiples	J. CAYZAC	920	Novembre
Le Stabilidyne	M. COLAS	83	Février.
Les équipements de radiocommunications à bande latérales unique	J.L. DELVAUX M. BYK	520	Juin.
Problèmes physiques posés par les transmissions sur faisceaux hertziens	J. FAGOT	7	Janvier.
Quelques aspects particuliers des réseaux mobiles en ondes métriques	H. RENARD M. BRULEY	348	Avril.

7. — **Matériaux et pièces détachées**

Détermination des bobinages utilisant des pots fermés ferroxcube	J. ARRAZAU	252	Mars.
Développement de séries « normalisées » de condensateurs au papier	G.M. LAURENT	194	Mars.
Introduction à l'étude des phénomènes magnéto-optiques dans les ferrites dans le domaine des hyperfréquences	J. BENOIT	499	Juin.
Le condensateur au papier métallisé	A. KOHLER	842	Octobre.
Le contrôle des pièces détachées et des tubes électroniques au Laboratoire Central des Industries Electriques	A. DAUPHIN	176	Mars.
Le matériel professionnel au Salon 1956 de la Pièce détachée		283	Mars.
Le procédé Asmodulor	PATERNAULT	1031	Décembre.
L'organisation de l'effort français en matière de spécifications de pièces détachées	A. DANZIN.	169	Mars.
Pièces Détachées d'Electronique	P. ANDRIEUX	165	Mars.
Problèmes posés par la fabrication des condensateurs variables, notamment ceux destinés au matériel professionnel	M. JOFFRE	852	Octobre.
Relations entre la structure des ferrites et les conditions de leur résonance dans les guides d'onde. Guides unidirectionnels	J. SUCHET	508	Juin.

TITRE DES ARTICLES	AUTEURS	PAGES	MOIS
8. — Mesures et appareillages de mesures			
Apports de l'électronique à la métrologie	J. Avril	583	Juillet.
Appareils de mesure électroniques pour les essais et recherches sur les carburants	F. Kermarrec L. Soukiassian J. Weissmann	650	Juillet.
Application du tube « Carcinotron O » à la réalisation d'un générateur U.H.F. de mesure à très large gamme	P. Meunier R. Olivier	992	Novembre.
Emploi d'appareils électroniques pour l'étude des pressions rapidement variables	L. Soukiassian	661	Juillet.
Effet Cherenkow en hyperfréquences	J.G. Linhart	979	Novembre.
Un fréquencemètre de précision réalisé au Centre de Mesures de Noiseau	J. Boulin	532	Juin.
9. — Propagation des Ondes			
Essais de diversité et étude de l'effet de focalisation sur des liaisons longues en visibilité	P. Rivet	23	Janvier.
Etude de l'influence de la turbulence atmosphérique sur des liaisons méditerranéennes en ondes ultra-courtes	F. du Castel	32	Janvier
Fadings d'interférences causés par des discontinuités frontales	P. Misme	43	Janvier.
11. — Rayonnement électromagnétique. — Aériens. — Lignes de transmission			
Réflecteurs passifs pour faisceaux hertziens	G. Andrieux	57	Janvier.
Sur une méthode d'intégration des équations de Maxwell dans le cas du vide	R. Vallée	122	Février.
12. — Semi-Conducteurs. — Diodes. — Transistrons			
Diodes à jonction de puissance au germanium	B. Dreyfus-Alain	220	Mars.
Les diodes à pointe à cristal de germanium	R.M. Henry	214	Mars.
Les redresseurs de puissance au germanium	M. Sassier	224	Mars.
Les transistors à jonctions aux fréquences élevées	J. Vasseur	230	Mars.
Sur les schémas équivalents du transistron	J. Gaschi	268	Mars.
13. — Télévision			
Etat de la télévision en couleur aux U.S.A.	C.M. Mayer.	145	Février.
La normalisation des équipements de télévision à la Radiodiffusion-Télévision Française	L. Goussot	352	Avril.
(suite et fin)		541	Juin.
Le récepteur de télévision en ondes métriques	V. Biggi	1021	Décembre.
Normalisation des équipements de Télévision	L. Goussot	479	Mai.
Récepteurs de télévision à phase linéaire	A. Van Weel	48	Janvier.
Télévision en couleur	H. Angles d'Auriac	134	Février.
(suite et fin)		277	Mars.
14. — Tube à vide			
Amélioration de la linéarité d'un klystron réflex à cavité externe	J. de Coudenhove	910	Novembre.
Amplificateurs cascade à onde inverse	J.R. Whinnery W.H. Watson H.R. Jory	952	Novembre.
Cavité externe pour tube coaxial à modulation de vitesse à grande stabilité de fréquence	R. Bergere A. Michaudon	914	Novembre.
Etude expérimentale des caractéristiques des carcinotrons « O » à ligne interdigitale	P. Palluel	962	Novembre.
Gain et largeur de bande des amplificateurs à modulation de vitesse	M.W. Muller	893	Novembre.
Application d'un klystron spécial et des circuits associés à une balise radar dans la bande de 3 cm	N. Schimmel	924	Novembre.
Les signaux stables dans les tubes à ondes progressives	L. Brillouin	927	Novembre.
des tubes à onde progressive sur la longueur d'ondes de 4 cm étudiés et réalisés au Centre National d'Etudes des Télécommunications	A. Bobenrieth O. Cahen	307	Avril.
Les tubes cathodiques à mémoire électrostatique et leurs applications	Ch. Dufour	801	Octobre.
Nouveaux types de lignes pour tubes hyperfréquences	O. Doehler B. Epsztein J. Arnaud	937	Novembre.
Nouvelles possibilités des triodes à disques scellés	J.G. van Wijngaarden	888	Novembre.
Principaux résultats acquis dans le domaine des tubes électroniques pour hyperfréquences	R.R. Warnecke	875	Novembre.
Récents développements dans le domaine des tubes « Carcinotrons O »	P. Palluel	318	Avril.

TITRE DES ARTICLES	AUTEURS	PAGES	MOIS
Technologie des Tubes cathodiques à mémoire électrostatique	P. CHOFFART	815	Octobre.
Tubes à réflexions multiples	F. COETERIER	917	Novembre.
Contrôle expérimental de la théorie du second ordre du klystron reflex	M. MUSSON-GENON M. MÉTIVIER	904	Novembre.

15. — **Divers**

Cavités sphériques découpées	G. BOUDOURIS	104	Février.
Le contrôle des facteurs variables pendant la fabrication	J. DE LIGNY A.H. SCHAAFSMA	186	Mars.
Les Ondes Courtes à l'Honneur, avec le film de Christian Jaque « Si tous les gars du Monde »	R. BROCHUT	369	Avril.
Propriété des feuilles très minces de glucinium	M. AUPHAN	1040	Décembre
Une nouvelle technique de classement et de sélections de documents	J. SAMAIN	671	Juillet.

II. CLASSEMENT PAR NOMS D'AUTEURS

AUTEURS	TITRE DES ARTICLES	PAGES	MOIS
ANDRIEUX P.	Pièces détachées d'électronique	165	Mars.
ANDRIEUX G.	Réflecteurs passifs pour faisceaux hertziens	57	Janvier.
ANGLES D'AURIAC H.	Télévision en couleur	134	Février.
	(suite et fin)	277	Mars.
ARNAUD J.	Nouveaux types de lignes pour tubes hyperfréquences	937	Novembre.
ARRAZAU J.	Détermination des bobinages utilisant des pots fermés ferroxcube	252	Mars.
ASTE J.	Le Transformateur d'image PPI-Télévision de la S.F.R.	822	Octobre.
AUPHAN M.	Propriétés des feuilles très minces de glucinium	1040	Décembre.
AVRIL J.	Apports de l'électronique à la métrologie	583	Juillet.
BARON P.	La mesure des bruits — Problèmes physiques et problèmes physiologiques	450	Mai.
BATAILLE M.	Principe de fonctionnement et réalisation d'un additeur binaire parallèle	742	Août-Septembre.
	Etude des états d'équilibre d'un basculeur bistable en vue d'un fonctionnement sûr et durable	94	Février.
BENOIT J.	Introduction à l'étude des phénomènes magnéto-optiques dans les ferrites dans le domaine des hyperfréquences	499	Juin.
BERGÈRE R.	Cavité externe pour tube coaxial à modulation de vitesse à grande stabilité de fréquence	914	Novembre.
BERTEIN F.	Sur les guides à ondes lentes généralisant les guides à hélice	971	Novembre.
BIGGI V.	Le récepteur de télévision en ondes métriques	1021	Décembre.
BOBENRIETH A.	Les tubes à onde progressive sur la longueur d'ondes de 4 cm étudiés et réalisés au Centre National d'Etudes des Télécommunications	307	Avril.
BOUDOURIS G.	Cavités sphériques découpées	104	Février.
BOULIN J.	Un fréquencemètre de précision réalisé au Centre de Mesures de Noiseau	532	Juin.
BOUTHILLON L.	Réalisations françaises en matière de calculateurs	691	Août-Septembre.
	Philosophie des calculateurs automatiques	693	Août-Septembre.
BOUVIER P.	Les radars à poursuite automatique	336	Avril.
BRILLOUIN L.	Les signaux stables dans les tubes à ondes progressives	927	Novembre.
BROCHUT R.	Les Ondes Courtes à l'Honneur, avec le film de Christian Jaque « Si tous les Gars du Monde »	369	Avril.
BRULEY M.	Quelques aspects particuliers des réseaux mobiles en ondes métriques	348	Avril.
BYK M.	Les équipements de radiocommunications à bande latérale unique	520	Juin.
CAHEN O.	Les tubes à onde progressive sur la longueur d'ondes de 4 cm étudiés et réalisés au Centre National d'Etudes des Télécommunications	307	Avril.
CAMPBELL D.P.	Les nécessités économiques de l'automation	602	Juillet.
CANAC F.	Visualisation des ondes sonores et ultrasonores	422	Mai.
CARTERON J.	Quelques réflexions d'un exploitant de calculatrices numériques	750	Août-Septembre.
CASTANIÉ H.	Note d'Information : Energie Nucléaire et conservation des aliments	676	Juillet.
(DU) CASTEL F.	Etude de l'influence de la turbulence atmosphérique sur des liaisons méditerranéennes en ondes ultra-courtes	32	Janvier.
CAYZAC J.	Générateur hyperfréquences utilisant le klystron à réflexions multiples	920	Novembre.
CHOFFART P.	Technologie des Tubes Cathodiques à mémoire électrostatique	815	Octobre.
CHAHID W.	Sur les guides à ondes lentes généralisant les guides à hélice	971	Novembre.
COETERIER F.	Tubes à réflexions multiples	917	Novembre.
COLAS M.	Le Stabilidyne	83	Février.
COMBRISSON J.	Création et amplification de micro-ondes par processus atomiques	989	Novembre.
(DE) COUDENHOVE J.	Amélioration de la linéarité d'un klystron reflex à cavité externe	910	Novembre.
DANZIN A.	L'organisation de l'effort français en matière de spécifications de pièces détachées	169	Mars.
DAUPHIN A.	Le contrôle des pièces détachées et des tubes électroniques au Laboratoire Central des Industries Electriques	176	Mars.
DASCOTTE J.	Adaptation d'entrée et de sortie des tubes à ondes progressives	947	Novembre.

AUTEURS	TITRES DES ARTICLES	PAGES	MOIS
Dayonnet F.D.	Un dispositif électronique de commande par programme pour bancs d'essais	634	Juillet.
Delvaux J.L.	Les équipements de radiocommunications à bande latérale unique	520	Juin.
Doehler O.	Nouveaux types de lignes pour tubes hyperfréquences	937	Novembre.
Dreyfus-Alain B.	Diodes à jonction de puissance au germanium	220	Mars.
Duboudin M.	La gare de Lamouilly, prototype de poste presse-bouton à circuits de voie électroniques	617	Juillet.
Dufour Ch.	Les tubes cathodiques à mémoire électrostatique et leurs applications	801	Octobre.
Dunn P.D.	Structures de résonateurs pour des accélérateurs de particules de grande puissance	974	Novembre.
Epsztein B.	Nouveaux types de lignes pour tubes hyperfréquences	937	Novembre.
Fagot J.	Problèmes physiques posés par les transmissions sur faisceaux hertziens	7	Janvier.
Gaschi J.	Sur les schémas équivalents du transistron	268	Mars.
Gaudfernau L. Mme	Méthode de résolution autocommandée sur calculateur électronique arithmétique	732	Août-Septembre.
Girerd J.	Le calculateur analogique « Djinn »	780	Août-Septembre.
Gleitz M.	Un problème d'automatisme dans l'industrie. — Régulation du diamètre de câble sous caoutchouc	629	Juillet.
Goussot L.	La normalisation des équipements de télévision à la Radiodiffusion Télévision Française	352	Avril.
	(suite)	479	Mai.
	(suite et fin)	541	Juin.
Henry R.M.	Les diodes à pointe à cristal de germanium	214	Mars.
Illien J.	Un dispositif électronique de commande par programme pour bancs d'essais	634	Juillet.
Joffre M.	Problèmes posés par la fabrication des condensateurs variables, notamment ceux destinés au matériel professionnel	852	Octobre.
Jory H.R.	Amplificateurs cascade à onde inverse	952	Novembre.
Kermarrec F.	Appareils de mesure électroniques pour les essais et recherches sur les carburants	650	Juillet.
Kohler A.	Le condensateur au papier métallisé	842	Octobre.
Lamoral R.	Aspect acoustique de l'étude des grands auditoria	416	Mai.
	Nouvelle caractéristique acoustique des salles et réalisation d'un compteur électronique polyvalent	441	Mai.
Lapostolle P.	L'organisation européenne pour la recherche nucléaire	1007	Décembre.
	Les accélérateurs de particules — Les grands synchrotrons à protons	1011	Décembre.
Larguier R.	Commandes électroniques et servomécanismes	586	Juillet.
Laurent C.M.	Développement de séries « normalisées » de condensateurs au papier imprégné	194	Mars.
Lehmann R.	Contribution à l'étude de la normalisation des audiomètres	466	Mai.
(de) Ligny J.	Le contrôle des facteurs variables pendant la fabrication	186	Mars.
Linhart J.G.	Effet Cherenkow en hyperfréquences	979	Novembre.
Maisonrouge J.G.	L'ordinateur électronique IBM type 650. Machine de gestion scientifique	727	Août-Septembre.
Malavard L.	La méthode d'analogie rhéoélectrique, ses possibilités et ses tendances	762	Août-Septembre.
	(suite)	829	Octobre.
	(suite et fin)	1046	Décembre.
Matras J.	Acoustique Architecturale (Synthèse)	384	Mai.
Mayer C.G.	Etat de la Télévision en couleur aux U.S.A.	145	Février.
Meunier P.	Application du tube « Carcinotron O » à la réalisation d'un générateur U.H.F. de mesure à très large gamme, application aux problèmes d'adaptation d'impédance	992	Novembre.
Metivier M.	Contrôle expérimental de la théorie du second ordre du klystron reflex	904	Novembre.
Michaudon A.	Cavité externe pour tube coaxial à modulation de vitesse à grande stabilité de fréquence	914	Novembre.
Minorsky N.	Mécanique et électronique dans l'évolution moderne de la mécanique non linéaire	575	Juillet.
Misme P.	Fadings d'interférences causés par des discontinuités frontales	43	Janvier.
Montigny J.	L'ordinateur électronique IBM type 650. Machine de gestion scientifique	727	Août-Septembre.
Mourier G.	Contribution à la théorie du grand signal des Tubes à Ondes Progressives.	929	Novembre.
Muller M.W.	Gain et largeur de bande des amplificateurs à modulation de vitesse	893	Novembre.
Musson-Genon M.	Contrôle expérimental de la théorie du second ordre du klystron reflex	904	Novembre.
Olivier R.	Application du tube « Carcinotron O » à la réalisation d'un générateur U.H.F. de mesure à très large gamme	992	Novembre.
Palluel P.	Récents développements dans le domaine des tubes « Carcinotron O »	318	Avril.
	Etude expérimentale des caractéristiques des carcinotrons « O » à ligne interdigitale	962	Novembre.
Parodi H.	Allocution inaugurale prononcée à la Journée du 5 Novembre 1955	567	Juillet.
Parodi M.	Le problème de la localisation des valeurs caractéristiques des matrices dans le plan complexe et les critères de stabilité de fonctionnement des machines mathématiques analogiques	753	Août-Septembre.
Paternault	Le procédé Asmodulor	1031	Décembre.
Ponte M.	Sur les progrès de la synthèse entre mécanique et électronique et quelques unes de leurs conséquences	568	Juillet.
Pujolle J.	Studios récents de Radiodiffusion — Centre de Marseille	419	Mai.
	Isolement acoustique de structures lourdes	435	Mai.
Raymond F.H.	Relations entre l'automatique et l'électronique	597	Juillet.
	Sur les principes des calculatrices numériques universelles	709	Août-Septembre.
	(suite)	838	Octobre.
Renard H.	Quelques aspects particuliers des réseaux mobiles en ondes métriques	348	Avril.
Riotte A.	Le calculateur analogique « Djinn »	780	Août-Septembre.
Rivet P.	Essais de diversité et étude de l'effet de focalisation sur des liaisons longues en visibilité	23	Janvier.
Robert R.	Le « microréseau », études qu'il permet d'entreprendre, perfectionnements récents	787	Août-Septembre.
Samain J.	Une nouvelle technique de classement et de sélection de documents	671	Juillet.
Sassier M.	Les redresseurs de puissance au germanium	224	Mars.
Schaafsma A.H.	Le contrôle des facteurs variables pendant la fabrication	186	Mars.

AUTEURS	TITRE DES ARTICLES	PAGES	MOIS
SCHIMMEL N.	Application d'un klystron spécial et des circuits associés à une balise radar dans la bande de 3 cm	924	Novembre.
SEPTIER A.	Quelques résultats expérimentaux sur les guides à hélices pour accélérateurs linéaires de particules lourdes	966	Novembre.
SOUKIASSIAN L.	Appareils de mesure électroniques pour les essais et recherches sur les carburants	650	Juillet.
	Emploi d'appareils électroniques pour l'étude des pressions rapidement variables	661	Juillet.
SUCHET J.	Relations entre la structure des ferrites et les conditions de leur résonance dans les guides d'onde. Guides unidirectionnels	508	Juin.
TOWNES C.H.	Création et amplification de micro-ondes par processus atomiques	989	Novembre.
THOMPSON	Structures de résonateurs pour des accélérateurs de particules de grande puissance	974	Novembre.
TREMBASKY R.	Nouvelle caractéristique acoustique des salles et réalisation d'un compteur électronique polyvalent	441	Mai.
TROGNEUX M.	La gare de Lamouilly, prototype de poste presse-bouton à circuits de voie électroniques	617	Juillet.
UFFLER H.J.	Note sur un nouveau procédé de calcul par courants haute fréquence	770	Août-Septembre.
VALLEE R.	Sur une méthode d'intégration des équations de Maxwell dans le cas du vide	122	Février.
VASSEUR J.	Les transistors à jonctions aux fréquences élevées	230	Mars.
VIDAL P.	Note d'Information : La Conservation des denrées perissables par irradiation	1056	Novembre.
VOGEL Th.	Sur les propriétés acoustiques des matériaux	428	Mai.
WALTER J.	Le circuit de voie, instrument de l'automatisme sur le chemin de fer	606	Juillet.
WARNECKE R.R.	Principaux résultats acquis dans le domaine des tubes électroniques pour hyperfréquences	875	Novembre.
WATSON W.H.	Amplificateurs cascade à onde inverse	952	Novembre.
VAN WEEL A.	Récepteurs de télévision à phase linéaire	48	Janvier.
WEISSMAN J.	Appareils de mesure électroniques pour les essais et recherches sur les carburants	650	Juillet.
WHINNERY J.R.	Amplificateurs cascade à onde inverse	972	Novembre.
VAN WIJNGAARDEN J.G.	Nouvelles possibilités des triodes à disques scellés	888	Novembre.

Imprimerie Marcel Bon, Vesoul — Dépôt légal : 4e trimestre 1956. — I. n° 25. — 4.900.578 E. n° 20. — La Gérante : Mme Chiron